Вильнюсский университет

Физический факультет

Кафедра радиофизики

На правах рукописи

Посвящается любимой жене Станиславе

Чесловас Павасарис

УДК 621.382.3

ИМПУЛЬСНЫЕ СВОЙСТВА БИПОЛЯРНЫХ, УНИПОЛЯРНЫХ (ПОЛЕВЫХ) ТРАНЗИСТОРОВ И НОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ, ПРИМЕНЕНИЕ НОВЫХ АНАЛОГОВО-ЦИФРОВЫХ И ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ В ИМПУЛЬСНОЙ ЭЛЕКТРОНИКЕ

Монография

Vilniaus universitetas

Fizikos fakultetas

Radiofizikos katedra

Rankraščio teisėmis

Skiriu savo mylimai žmonai Stanislavai

Česlovas Pavasaris

UDK 621.382.3

DVIPOLIŲ, VIENPOLIŲ (LAUKO) TRANZISTORIŲ IR NAUJŲ PUSLAIDININKINIŲ ĮTAISŲ IMPULSINĖS SAVYBĖS, NAUJŲ ANALOGINIŲ-SKAITMENINIŲ, BEI OPTOELEKTRONINIŲ SCHEMŲ TAIKYMAI IMPULSINĖJE ELEKTRONIKOJE

Monografija

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет
Вильнюс- 2022

ВВЕДЕНИЕ

С изобретением транзистора в 1948 г. (J. Barden, W. Brattain) и созданием теории его работы в 1949–1950 г.г. (W. Shockley) было предложено большое количество разновидностей транзисторов и других полупроводниковых приборов (ПП). Однако возможности в области новых идей, даже на основе кремневой технологии, неисчерпаемы, что наглядно подтверждает последние достижения в компьютерной технологии, где быстродействие кремневых процессоров достигло гигагерцового диапазона. Поэтому исследования в областях физики ПП и в технике их применения являются актуальными задачами.

В настоящей работе представлены наиболее важные результаты исследования импульсно-частотных свойств (ИЧС) и характеристик (ИЧХ) биполярного транзистора (БТ) и различные усовершенствования его структуры и конструкции с целью улучшения его ИЧС и ИЧХ, которые частично были рассмотрены в кандидатской диссертации [1] автора настоящей монографии. Также представлены новые структурные конструкции разновидностей БТ, воплощающие результаты исследования путей улучшения их ИЧС и ИЧХ. С целью инженерного моделирования электронных устройств на БТ в работе представлена уточненная теоретическая модель БТ и модифицированная система его основных параметров, а также новые способы и устройства для измерения этих параметров.

Другой целью настоящей работы является поиск новых идей для создания новых многофункциональных ПП (МПП), совмещающих принципы работы БТ и полевого транзистора (ПТ), эффект смыкания областей объемных зарядов (ООЗ) в двух и более p-n переходах, где ООЗ образованны областями ионизированных атомов примесей – акцепторов и доноров, эффектов накопления неосновных носителей зарядов (ННЗ) в областях ПП, лавинных пробоев p-n переходов, в том числе и пролетных эффектов, магнитных и лазерных эффектов в полупроводниках, а также новые эффекты при их взаимодействии. На основе предложенных МПП разработаны новые принципы работы схем на их основе. Рассмотрены различные новые схемотехнические решения в аналоговой и цифровой электрониках. Также имеются предложения в СВЧ- электронике с применением предложенных ПП, а также представлены различные предложения в областях магнитной и оптической электрониках.

Научная новизна представленных предложений и разработок подтверждены оригинальными публикациями в редактируемых научных журналах. Большинство предложений признаны изобретениями и защищены авторскими свидетельствами, выданными после экспертного рассмотрения соответствия критерию новизны относительно известных мировых патентов и литературы.

Наиболее важные результаты, представленные в настоящей работе, могут быть сформулированы следующим образом:

1. На основе проведенных исследованиях ИЧС и ИЧХ БТ предложены модификации его структуры и конструкции, обеспечивающие существенное повышение быстродействия и функциональных возможностей, а также расширяет схемотехнические решения с их применением в различных областях аналоговой, цифровой, функциональной и СВЧ- электрониках;

2. В полупроводниковой системе Si_xGe_{1-x} изготовленный варизонный БТ (ВБТ) показал перспективность его применения в кремниевой технологии для изготовления быстродействующих логических – цифровых микросхем, в которых полученные относительно малые значения коэффициента передачи тока $h_{21\ E}$ = 2–5 в схеме с общим эмиттером (ОЭ) не является критичным. При решении технологической проблемы существенного увеличения $h_{21E} >> 1$, ВБТ в системе Si_xGe_{1-x} является перспективным в СВЧ- электронике;

3. Предложенный новый принцип работы и новые структурные конструкции двух транзисторного элемента (ДТЭ) на БТ для схемы переключения тока (СПТ) позволяет

решать проблему повышения быстродействия СПТ, путем выполнения ДТЭ с общей базовой областью, что исключает зависимость времени переходного процесса переключения от режима управления – током или напряжением. В частности, применение ДТЭ в схемах операционных усилителей (ОУ) позволяет существенно повысит их быстродействие в режиме переключения импульсными сигналами типа видеоимпульсов (ВИ), а также увеличит граничную частоту f_T до сотен мегагерц и более;

4. Предложены новые принципы работы новых МПП и варианты различных схем на их основе в областях аналоговой и вычислительной техники, автоматики и СВЧ-электроники, в том числе и в оптоэлектроники, которые убедительно иллюстрируют потенциальные возможности предложений для разработки новых дискретных и интегральных устройств различного назначения, что создает предпосылки для новых направлений в электронике.

5. Предложены новые принципы работы полупроводниковых лазеров (ПЛ) и варианты различных схем на их основе в областях функциональной электроники, метрологии и связи. Также предложены новые магнито чувствиткльные ПП.

Монография состоит из введения, пяти глав, основных результатов и выводов, списков цитируемой литературы из 155 наименований и 54 дополнительных источников публикаций автора настоящей работы, конференций, на которых докладывались и обсуждались основные результаты работы, сокращений и условных обозначений.

Монография содержит 303 страниц, включая 190 рисунков и 7 таблиц.

Глава 1

ФИЗИКА РАБОТЫ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ (РЕЖИМ БОЛЬШОГО СИГНАЛА), ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ, ПАРАМЕТРЫ И МЕТОДЫ ИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Настоящая глава посвящена обобщению результатов исследований особенностей работы БТ в режиме большого сигнала, когда рабочая точка транзистора, при его переключении импульсным – видео сигналом, проходит по нагрузочной линии (НЛ) от области отсечки до области насыщения и обратно. Рассмотрены основные импульсные параметры БТ и методы их измерения.

Основные результаты настоящей главы опубликованы в работах [1, 19, 22, 23, 28–33, 38, 39, 42, 43, 45–47, 49, 50].

1.1. Режим включения импульсным сигналом БТ из области отсечки в область насыщения (переходной процесс включения БТ)

По реакции БТ на переключающий видео импульс (ПВИ) в режиме большого сигнала (БС) оцениваются наибольшие искажения фронта и спада переходной характеристики (ПХ) и определяются основные импульсные параметры БТ, а также его предельное быстродействие. Установлено, что динамика параметров и характеристик, т. е. зависимость их от положения мгновенной рабочей точки на нагрузочной линии (НЛ) сопротивления $R_{\text{н}}$ нагрузки БТ имеет существенное влияние на его генерационно-формирующие свойства (ГФС) импульсных сигналов и, в зависимости от схемы включения БТ, эти его свойства по-разному зависят от режима управления – током или напряжением. Предложена инженерная модель теоретического анализа ПХ БТ в режиме БС. Результаты теоретического анализа подтверждены экспериментально.

Известны три метода анализа ПХ БТ: метод решения дифференциальных уравнений Шокли в частных производных для неосновных носителей заряда (ННЗ) в базовой области структуры БТ [2, 3]; метод эквивалентных схем замещения БТ [4] и метод заряда [4, 5]. Два последних метода дают идентичное описание статических характеристик и ПХ БТ в режиме управления генератором тока (ГТ), когда величина выходного сопротивления $R_{\text{г}}$ генератора управления, вырабатывающего переключающий видео сигнал переключения, намного больше входного сопротивления $R_{\text{вх}}$ БТ в соответствующей схеме включения – с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ), с общим коллектором (ОК) или в эмиттерном повторителе (ЭП), и могут быть заменены одной обобщенной моделью [6]. Однако модель, предложенная Т. М. Агаханяном [7], дает качественно иное и более точное описание ПХ БТ, основанное на другой аппроксимации коэффициентов пропорциональности между токами в БТ и зарядом Q_{B} ННЗ в его базе, и между коэффициентами h_{21} передачи токов – эмиттера $i_{\text{E}}(t)$ в схеме ОБ ($h_{21\,\text{b}}$) и базы $i_{\text{B}}(t)$ в схемах ОЭ, ОК и ЭП ($h_{21\,\text{e}}$) [7]. В модели Агаханяна изменение мгновенного значения тока $i_{\text{C}}(t)$ в коллекторе БТ, обусловленного передачей ННЗ через базу БТ, при любом законе изменения мгновенного значения тока $i_{\text{E}}(t)$ в эмиттере БТ в схеме с ОБ описывается дифференциальным уравнением следующего вида [7]:

$$i_{\text{C}}(t) + \tau_{\text{hb}} \cdot \mathrm{d}\, i_{\text{C}}(t)/\mathrm{d}\, t = h_{21\,\text{b}} \cdot i_{\text{E}}(t - t_{\text{d}}), \qquad (1)$$

здесь: τ_{hb} – постоянная времени коэффициента $h_{21\,\text{b}}$; t_{d} – время задержки, причем текущее время $t \geq t_{\text{d}}$.

В известных методах анализа ПХ БТ, основанных на соответствующих моделях БТ, для описания его ПХ, как правило, возникающие искажения предаваемого скачкообразного ПВИ через БТ аппроксимируют экспоненциальной функцией $\mathrm{e}^{\pm t/\tau}$ с

определенной постоянной времени τ [2, 7, 8]. В других известных аппроксимациях, для получения большей точности, форма фронта ПХ включения БТ представляют в виде нескольких отрезков экспонент при разных значениях τ [2, 9]. При аппроксимации ПХ БТ экспоненциальной функцией $e^{\pm(t/\tau)}$, длительность участка времени $t_{0,1\text{-}0,9}$ ПХ между уровнями от $0,1\cdot U_{\text{о вых}}$ до $0,9\cdot U_{\text{о вых}}$ установившегося амплитудного значения $U_{\text{о вых}}$ рассматриваемого выходного видео импульса (ВИ) определяется следующим уравнением [10]:

$$t_{0,1\text{-}0,9} \cong 2,2\cdot\tau \cong 0,35/f_{\text{пред}}, \qquad (2)$$

здесь $f_{\text{пред}} = 1/(2\cdot\pi\cdot\tau) = \text{const}$ – предельная частота БТ в определенной схеме его включения, величина которой определяется из условия достижении половинного уровня максимальной мощности $P_{\text{вых мах}}$ выходного сигнала – $P_{\text{вых}}(f)|_{f=f_{\text{пред}}} = P_{\text{вых мах}}/2$.

На основе определении (2), длительность $t_{\text{r (e)}}$ фронта ПХ включения БТ в схеме с ОЭ и в режиме управления ГТ представляется формулой [11]:

$$t_{\text{r (e)}} \cong \tau_{\text{ef B}}\cdot\ln[(K_{\text{s (e)}} - 0,1)/(K_{\text{s (e)}} - 0,9)], \qquad (3)$$

здесь коэффициент насыщения $K_{\text{s (e)}}$ БТ через величину постоянного тока базы насыщения $I_{\text{B s}}$, относительно постоянного уровня смещения $I_{\text{см B}}$ и выходного постоянного тока $I_{\text{C s}}$ коллектора в режиме насыщения определяется следующим выражением [11]:

$$K_{\text{s (e)}} = h_{21\text{ E}}\cdot I_{\text{B s}}/I_{\text{C s}} \geq 1, \qquad (4)$$

здесь: $h_{21\text{ E}}$ – статическое значение $h_{21\text{ e}}$; $\tau_{\text{ef B}}$ (или $\tau_{\text{эфф B}}$) – эффективное время жизни ННЗ в базе БТ.

В уравнении (1) включен дополнительный параметр t_{d}, величина которого должна быть определена из других соображений, что существенно ограничивает возможности теоретического анализа. Кроме того, при рассмотрении начальной стадии ПХ БТ во время его включения, не всегда четко определяется режим управления, что дополнительно ограничивает точность определения величины t_{d}. При аппроксимации ПХ включения БТ в схеме с ОЭ формулой (3) для режима управления ГТ и при $I_{\text{см B}} = 0$, время t_{d} задержки дается следующей приближенной формулой [12]:

$$t_{\text{d}} \cong (40\cdot f_{\text{T}})^{-1}, \qquad (5)$$

здесь f_{T} – граничная частота БТ, при которой $h_{21\text{ e}}(f)|_{f=f_{\text{T}}} = 1$ [2].

Практически все параметры БТ являются функциями от положения его рабочей точки а – $\{i, u\}$ на НЛ резистора $R_{\text{н}}$ нагрузки. Поэтому с изменением мгновенных значений величин токов i и напряжений u в соответствующих контактных электродах – выводах БТ, параметры τ_{h}, h_{21}, $f_{\text{пред}}$, f_{T} и $\tau_{\text{ef B}}$ в (1)–(4) тоже меняются [13, 14]. При этом БТ в режиме БС не будет соответствовать свойствам линейного четырехполюсника и значение времени $t_{0,1\text{-}0,9}$ его ПХ, определенное из (1)–(4), будет иметь значительную погрешность. Кроме того, применение усредненных значений параметров БТ для режима БС исключает возможность определения влияния реально изменяющихся значений этих параметров на длительность и форму его ПХ включения и выключения. Так, в [15] качественно обсуждается влияние зависимости f_{T} от величины тока i_{C} в коллекторе БТ на длительность фронта $t_{\text{r (e)}}$ и форму ПХ его включения в режиме БС и в активной области работы. Там представлены временные диаграммы зависимости $i_{\text{C}}(t)$, из которых следует, что уменьшение f_{T} с возрастанием тока i_{C} во время включения БТ приводит к увеличению $t_{\text{r (e)}}$ до 5–6 раз по сравнению с этой величиной при $f_{\text{T}}(i_{\text{C}}) = \text{const}$. В другой работе [16] предлагается ГФС и импульсные характеристики БТ характеризовать графически при помощи семейств линий постоянных значений $f_{\text{T}}(i_{\text{C}}, u_{\text{C}}) = \text{const}$, показанных в плоскости его выходных ВАХ, и приводятся качественные рассуждения о влиянии зависимости $f_{\text{T}}(i_{\text{C}}, u_{\text{C}})$ на параметры ПХ включения БТ. В работах [17, 18] метод графического изображения $f_{\text{T}}(i_{\text{C}}, u_{\text{C}})$ применяют для оптимизации ПХ БТ и его частотных характеристик

в разных транзисторных ключах и режимах их работы. Однако качественного исследования влияния зависимости f_T (i_C, u_C) на ГФС и ПХ БТ явно недостаточно, т. к. необходим максимально количественный анализ. Также недостаточно исследовано влияние зависимости коэффициентов h_{21} (i_C, u_C) на ГФС и ПХ БТ.

Для решения известных проблем инженерного моделирования ПХ БТ в режиме БС, искажения формы ПХ включения БТ в режиме БС условно разделяем на пять видов:

1- искажение формы фронта ПХ между уровнями 0–0,1·$U_{o\ вых}$ амплитуды $U_{o\ вых}$ ВИ, обусловленное конечным временем t_d задержки ВИ;

2- искажение ПХ между уровнями от 0,1·$U_{o\ вых}$ до 0,9·$U_{o\ вых}$ амплитуды $U_{o\ вых}$ ВИ, определяющее время $t_{0,1\text{-}0,9}$ фронта ПХ включения БТ;

3- искажение формы вершины выходного ВИ в виде нарастающего ее характера в режиме насыщения БТ;

4- искажение ПХ, вызванное прямым просачиванием входного ПВИ через БТ в нагрузку $R_н$ транзисторного ключа (ТК);

5- искажение ПХ, обусловленное самовозбуждением БТ или возникающими СВЧ-колебаниями в схеме ТК, из-за ударного возбуждения входным ПВИ паразитных *LC*-контуров схемы ТК.

Первые два вида искажений формы ПХ включения БТ в режиме БС и в активной области работы в разных схемах включения ТК с достаточной точностью описываем модифицированным уравнением (1), написанном в следующем виде [19]:

$$i_C(t^*) + [2\cdot\pi\cdot f^*(i_C)]^{-1}\cdot \mathrm{d}\, i_C/\mathrm{d}\, t^* = I_C\cdot 1(t^*), \qquad (6)$$

здесь: $t^* = t - t_{d\ o}$ и $t^* \geq 0$; $f^*(i_C)$ – характеристическая частота в рабочей точке а $\{i_C, u_C\}$ на НЛ $R_н$, равная предельной частоте $f_{пред}$ усиления в этой рабочей точке для соответствующей схемы включения БТ в схеме ТК и режима его управления; $1(t^*)$ – единичная функция включения-выключения (функция Хэвисайда).

В выражении (6) нормированным временем t^* учитывается начальная фаза $t_{d\ o}$ времени задержки ПХ включения БТ, т. е. время перезаряда входной емкости $C_{вх}$ ТК через ($R_г$ + $R_{вх}$) – входное сопротивление ТК, когда перезаряд емкости $C_{вх}$ происходит от величины обратно смещающего напряжения $U_{см\ обр}$ на инжектирующем p-n переходе эмиттера БТ, до значения близкого к 0 и это рассмотрено в работах [9, 11, 20].

Из выражения (6) длительность фронта $t_г$ ПХ включения БТ в различных схемах ТК определяется интегралом:

$$t_г = (2\cdot\pi)^{-1}\cdot \int_{0,1}^{0,9} \mathrm{d}\, i^*_C/[\, f^*(i^*_C)\cdot(1 - i^*_C)], \qquad (7)$$

а форма ПХ включения БТ находятся при помощи рекуррентного уравнения следующего вида:

$$t_n^{n+1} = \{\, f^*_{n+1} - f^*_n + [\, f^*_n\cdot(1 - i^*_{C\,n}) + f^*_{n+1}(i^*_{C\,(n+1)} - 1)] \times$$

$$\times \ln|(1 - i^*_{C\,n})/(1 - i^*_{C\,(n+1)})|/(i^*_{C\,(n+1)} - i^*_{C\,n})\}/(2\cdot\pi\cdot f^*_n\cdot f^*_{n+1}), \qquad (8)$$

здесь: $i^*_C = i_C/I_C$ – мгновенный нормированный ток в коллекторе БТ ($0 \leq i^*_C \leq 1$); f^*_n, f^*_{n+1} и $i^*_{C\ n}$, $i^*_{C\ (n+1)}$ – мгновенные характеристические частоты и нормированные токи в коллекторе БТ, соответственно, определяющие мгновенную крутизну ПХ в рабочей точке $i^*_{C\,m} = (i^*_{C\,n} + i^*_{C\,(n+1)})/2$.

Во время переходного процесса включения БТ, из-за изменения его f_T (i_C, u_C) и h_{21} (i_C, u_C), частота f^* тоже является функцией f^* (i_C, u_C), которую целесообразно классифицировать на четыре типичные вида семейств линий постоянных значений f^* (i_C, u_C) = const, представляемых в плоскости выходных ВАХ БТ и показанных на рис. 1, где приняты следующие обозначения: $i^*_{C\ мах} = i_C/I_{C\ max}$; $u^*_C = u_C/\mathcal{E}_C$; $I_{C\ мах} = \mathcal{E}_C/R_н$ – максимальный ток коллектора, определяемый сопротивлением нагрузки $R_н$ и постоянным

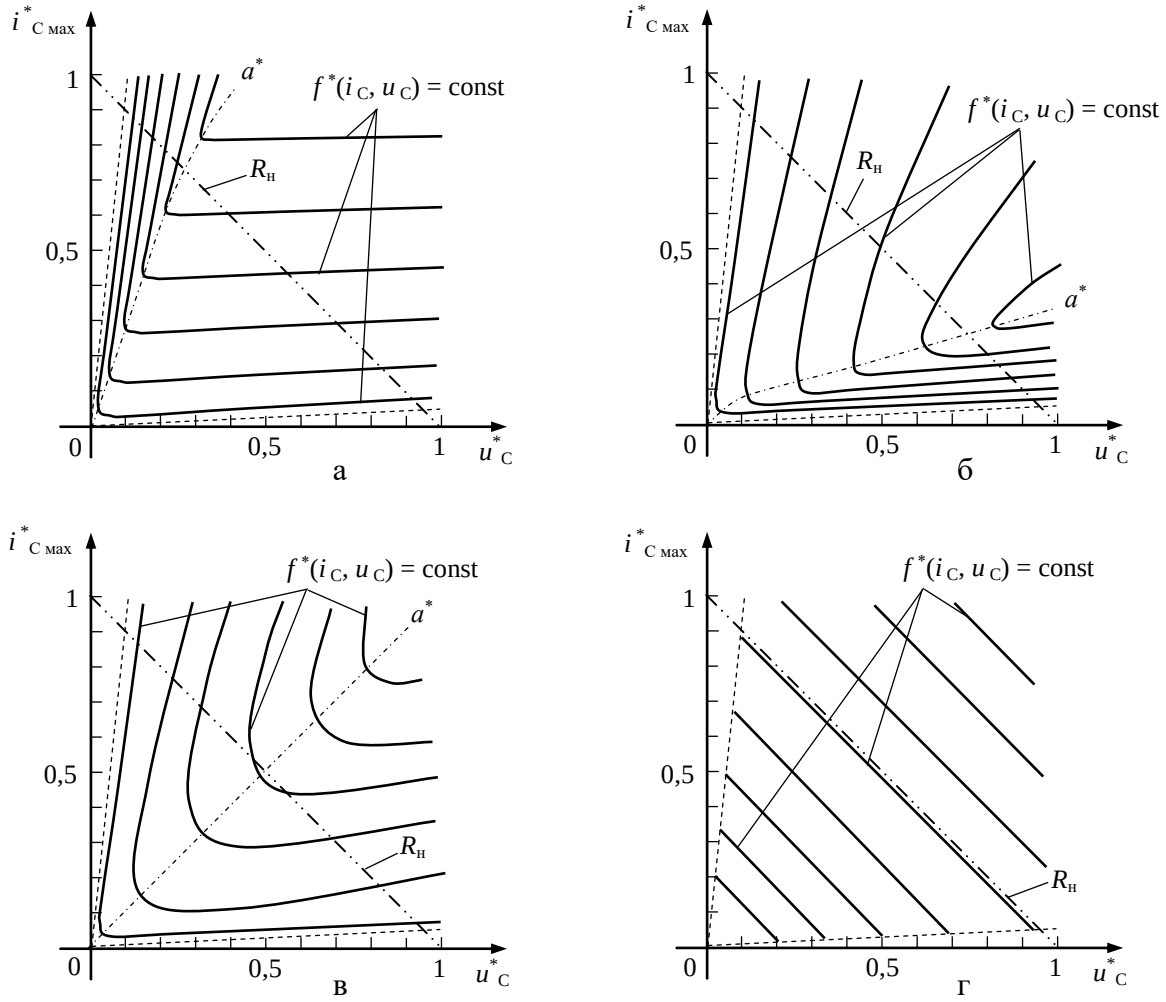


Рис. 1. Классификация зависимостей $f^*(i_C, u_C)$ БТ на четыре типичные вида семейств линий постоянных значений $f^*(i_C, u_C) = \text{const}$ в плоскости выходных ВАХ: а – $a^* \Rightarrow 1$ – *первый вид*; б – $a^* \Rightarrow 0$ – *второй вид*; в – $a^* \cong 0{,}5$ – *третий вид*; г – a^* – неопределенный, *четвертый вид*, когда $f^* = \text{const}$ на НЛ $R_н$

напряжением $\mathcal{E}_C$ источника питания; $a^* \equiv i^*_{C\,max}\big|_{f^* = f^*_{max}}$ – параметр, при помощи которого определяем положение максимума $f^*_{max}(i_C, u_C)$, причем a^* меняется в интервале значений: $0 \le a^* \le 1$.

На рис. 2, а, представлены кусочно-линейным законом аппроксимированные зависимости $f^*(i_C, u_C) = \text{const}$ на НЛ $R_н$, которые через параметр a^* вида этих зависимостей выражаются следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} f^* &= 2 \cdot f^*_{ср} \cdot i^*_C / a^*, \text{ при } 0 \le i^*_C \le a^*, \\ f^* &= 2 \cdot f^*_{ср} \cdot (1 - i^*_C)/(1 - a^*), \text{ при } a^* \le i^*_C \le 1, \end{aligned}\right\} \qquad (9)$$

На рис. 2, б, показаны рассчитанные из (8) ПХ включения БТ для соответствующих зависимостей $f^*(i_C, u_C)$, показанных на рис. 2, а. Там же на рис. 2, в, представлены рассчитанные из (7) зависимости $t_г(a^*)$ и эти расчеты проведены при условии равенства средних значений $f^*_{ср}$ для рассматриваемых аппроксимаций закона изменения $f^*(i_C, u_C)$ на НЛ $R_н$. Из этих расчетов видно, что БТ с зависимостями $f^*(i_C, u_C)$ первого вида– I, для которых $a^* \approx 1$ (рис. 1, а), отличаются ПХ включения с более медленным нарастанием начального участка фронта и с более крутым переходом фронта к плоской части вершины

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет Вильнюс- 2022

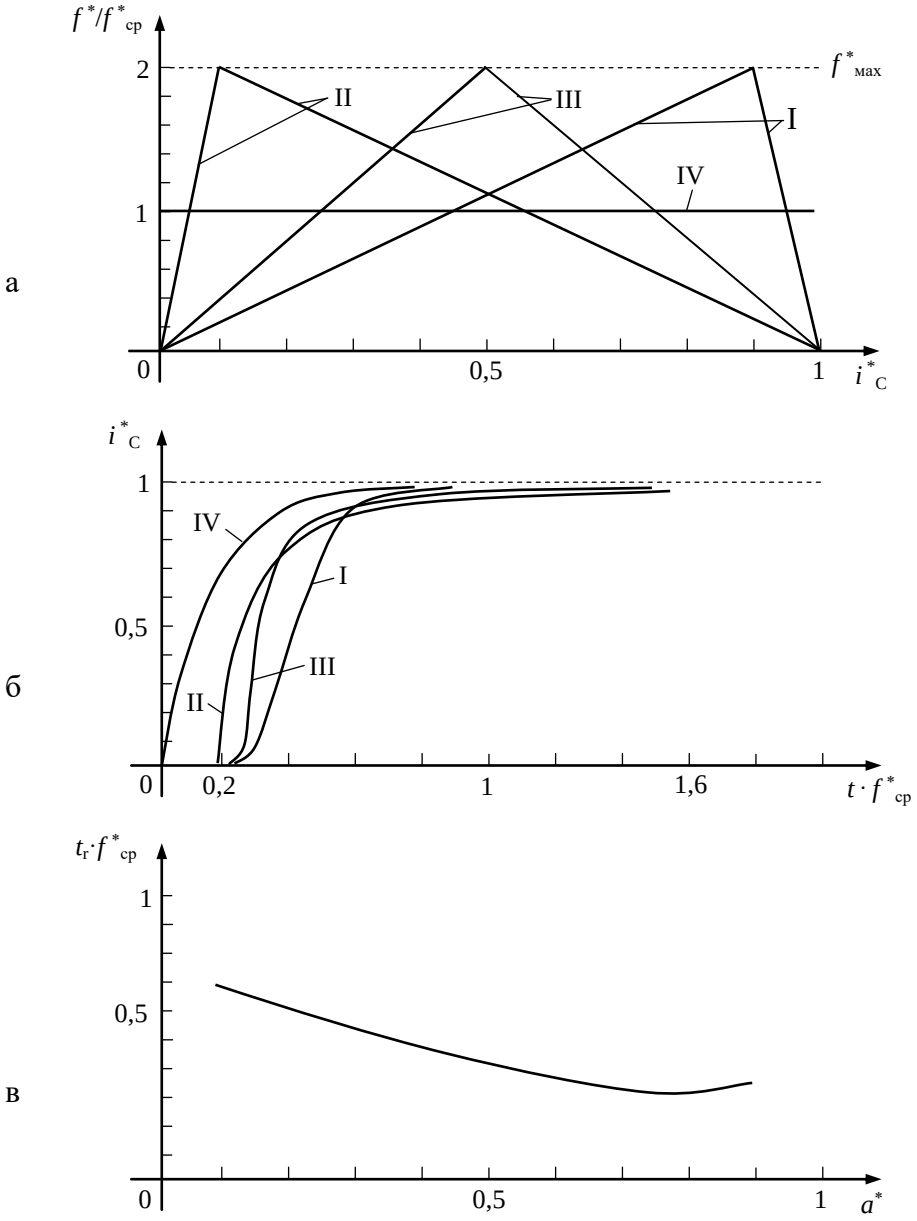


Рис. 2. Кусочно-линейная аппроксимация нормированной зависимости $f^*(i_C, u_C)$ на НЛ $R_н$ (а), соответствующие им ПХ включения БТ (б), при $a^* = 0{,}1$ (II); 0,5 (III); 0,9 (I); $f^* = \text{const}$ (IV) и зависимость $t_г(a^*)$ (в)

ВИ. Поэтому такие БТ отличаются минимальным $t_г$ и максимальным t_d. БТ с зависимостями $f^*(i_C, u_C)$ второго вида – II, для которых $a^* \approx 0$ (рис. 1, б), наоборот, отличаются ПХ с замедленным переходом фронта к плоской части вершины ВИ, большей крутизной нарастания начала фронта и поэтому такие БТ отличаются максимальным $t_г$ и минимальным t_d. БТ с зависимостями $f^*(i_C, u_C)$ третьего вида – III, для которых $a^* \approx 0{,}5$ (рис. 1, в), отличаются ПХ включения-выключения максимально приближенной к экспоненте $e^{t/\tau}$, что соответствует случаю зависимости $f^*(i_C, u_C)$ четвертого вида – IV, для которых $f^*(i_C, u_C) = \text{const}$ на НЛ $R_н$ (рис. 1, г). При этом соответствующие временные параметры ПХ включения БТ получаются промежуточными относительно БТ с зависимостями $f^*(i_C, u_C)$ первого – I и второго – II видов.

Установлено, что наблюдаются одинаковые закономерности для параметров ПХ включения БТ с одинаковым параметром a^* видов зависимостей $f^*(i_C, u_C) = \text{const}$, независимо от закона изменения $f^*(i_C, u_C)$ на НЛ $R_н$. Так, характер изменения $t_г(a^*)$ для различных аппроксимаций зависимостей $f^*(i_C, u_C)$ видов – I–III, тоже получается

одинаковым – в зависимости $t_{\text{г}}(a^*)$ наблюдается минимум $t_{\text{г мин}}(a^*)$, значение которого для кусочно-линейной аппроксимации (рис. 2, а) – $t_{\text{г мин}} = 0{,}305/f^*_{\text{ср}}$ при $a^* = 0{,}838$; для кусочно-синусоидальной аппроксимации $t_{\text{г мин}} = 0{,}297/f^*_{\text{ср}}$ при $a^* = 0{,}818$; для кусочно-экспоненциальной аппроксимации $t_{\text{г мин}} = 0{,}295/f^*_{\text{ср}}$ при $a^* = 0{,}832$.

В активном режиме работы бес насыщения для БТ с зависимостями $f^*(i_{\text{C}}, u_{\text{C}})$ первого вида – I (рис. 1, а) возможен режим работы, когда эта зависимость не имеет участка убывания на НЛ $R_{\text{н}}$ при возрастании i_{C}, что показано на рис. 3, а.

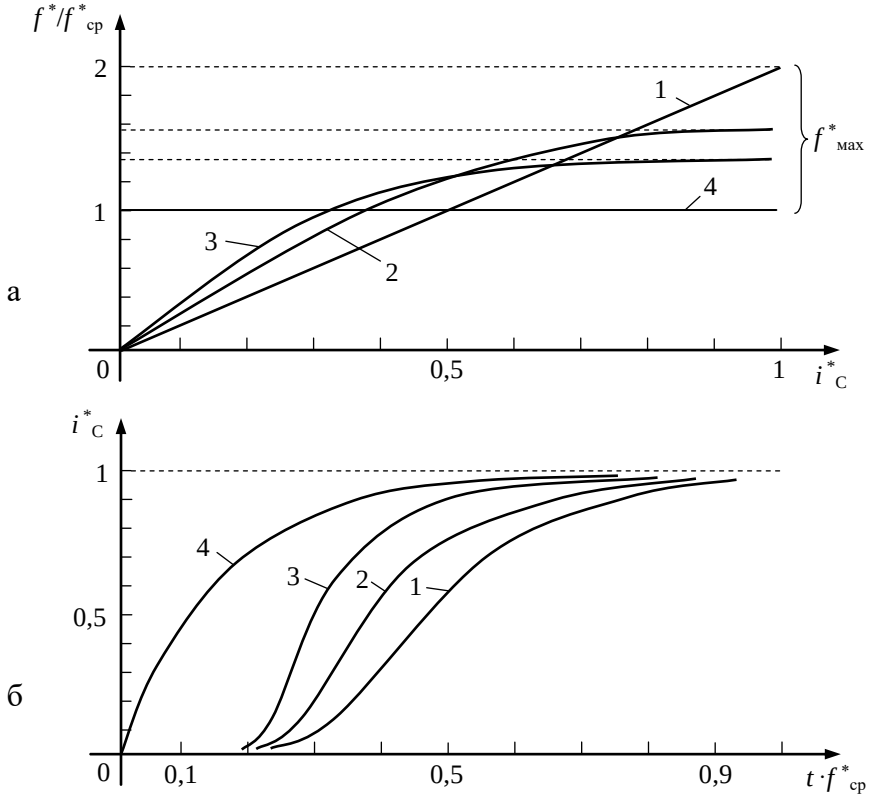


Рис. 3. Линейная (1), синусоидальная (2) и экспоненциальная (3) аппроксимации $f^*(i_{\text{C}}, u_{\text{C}})$ без участка ее убывания на НЛ $R_{\text{н}}$ (а) и соответствующие им ПХ включения БТ (б), где 4 – $f^*(i_{\text{C}}, u_{\text{C}})$ = const на НЛ $R_{\text{н}}$

На рис. 3, б, представлены ПХ включения для БТ с линейной (1), синусоидальной (2) и экспоненциальной (3) аппроксимацией $f^*(i_{\text{C}}, u_{\text{C}})$, соответствующие этим зависимостям на рис. 3, а. Получено, что для 1-ого случая длительность $t_{\text{г мин}} = 0{,}35/f^*_{\text{ср}}$, для 2-ого случая длительность $t_{\text{г мин}} = 0{,}33/f^*_{\text{ср}}$, а для 3-ого случая длительность $t_{\text{г мин}} = 0{,}32/f^*_{\text{ср}}$.

Проведенные расчеты показали, что длительность t_{d} в основном обусловлено градиентам $\Delta f^*(i_{\text{C}}, u_{\text{C}})/\Delta i_{\text{C}}$ нарастания $f^*(i_{\text{C}}, u_{\text{C}})$ на НЛ $R_{\text{н}}$ при возрастании тока i_{C} во время включения БТ входным ПВИ. Значения t_{d} изменяются от $0{,}02/f^*_{\text{ср}}$, для БТ с $f^*(i_{\text{C}}, u_{\text{C}}) =$ = const на НЛ $R_{\text{н}}$, до $0{,}3/f^*_{\text{ср}}$, для БТ с линейной (1) зависимостью $f^*(i_{\text{C}}, u_{\text{C}})$ на НЛ $R_{\text{н}}$ (рис. 3), т. е. значения длительности t_{d} изменяются на порядок и более. Поэтому известная формула (5) может применяться только для БТ с $f^*(i_{\text{C}}, u_{\text{C}}) \approx$ const на НЛ $R_{\text{н}}$ и с заменой f_{T} на f^* в соответствующей схеме ТК. Тоже самое относится и к известной формуле (2), т. к. величина $t_{\text{г}}$ меняется от $0{,}65/f^*_{\text{ср}}$, для БТ с $f^*(i_{\text{C}}, u_{\text{C}})$ на НЛ $R_{\text{н}}$ второго вида – II (рис. 2), до $0{,}295/f^*_{\text{ср}}$, для БТ с $f^*(i_{\text{C}}, u_{\text{C}})$ на НЛ $R_{\text{н}}$ первого вида – I с экспоненциальной зависимостью (3) (рис. 3), т. е. значения длительности $t_{\text{г}}$ отличаются в два раза и более. Поэтому для реальных БТ с $f^*(i_{\text{C}}, u_{\text{C}}) \neq$ const на НЛ $R_{\text{н}}$, длительность $t_{\text{г}}$ ПХ включения в активном режиме работы в разных схемах ТК и разных режимах ее управления наиболее точно определяем следующей формулой:

$$t_{\text{г}} \cong a_{\text{г}} \cdot (\tau_{\text{ср}}^{\,2} + \tau_{\text{RC ср}}^{\,2})^{1/2}, \qquad (10)$$

здесь: $a_{\text{г}}$ = 1,85–4,08 – масштабный коэффициент длительности $t_{\text{г}}$, определяемый видом $f^*(i_{\text{C}}, u_{\text{C}})$ (рис. 1), причем $a_{\text{г}}$ = 1,9 для БТ с $f^*(i_{\text{C}}, u_{\text{C}})$ первого вида – I ($a^* \cong 0{,}8$); $a_{\text{г}} = 4$ для БТ с $f^*(i_{\text{C}}, u_{\text{C}})$ второго вида – II ($a^* \cong 0{,}2$); $a_{\text{г}}$ = 2,3 для БТ с $f^*(i_{\text{C}}, u_{\text{C}})$ третьего вида – III ($a^* \cong 0{,}5$); $\tau_{\text{RC ср}} = R_{\text{н}} \cdot (C_{\text{C ср}} + C_{\text{н}})$ – усредненное значение постоянной времени нагрузки $R_{\text{н}}$ ТК, определенное через паразитную емкость $C_{\text{н}}$ в цепи нагрузки схемы ТК и усредненное значение барьерной емкости $C_{\text{C ср}}$ коллекторного p-n перехода БТ.

Для БТ в схеме с ОЭ, при его управлении ГТ, усредненное значение постоянной времени $\tau_{\text{ср}}$ в формуле (10) определяется следующим выражением:

$$\tau_{\text{ср}} = h_{21\text{e o ср}} / (2 \cdot \pi \cdot f_{\text{T ср}}) \cong \tau_{\text{ef B ср}}, \qquad (11)$$

а для схемы с ОБ – выражением следующего вида:

$$\tau_{\text{ср}} = (2 \cdot \pi \cdot f_{\text{h 21b ср}})^{-1} \cong [2 \cdot \pi \cdot (1 + \nu_{\text{ср}} \cdot h_{21\text{b o ср}}) \cdot f_{\text{T ср}} / h_{21\text{b o ср}}]^{-1}, \qquad (12)$$

здесь: $h_{21\text{e o ср}}$ и $h_{21\text{b o ср}}$ – усредненные низкочастотные ($f \Rightarrow 0$) значения $h_{21\text{e ср}}$ и $h_{21\text{b ср}}$, соответственно; $\nu_{\text{ср}}$ – усредненное значение фазового множителя ν в частотной зависимости $\boldsymbol{h}_{21\text{ b}}(f)$ [21], причем величина ν, значением которого обеспечивается совпадение фазы комплексного коэффициента $\boldsymbol{h}_{21\text{ b}}$ с точной зависимостью на его предельной частоте $f_{\text{h 21 b}}$, в разных известных работах определяется различными расчетными выражениями, обобщая которых величину ν представляем следующим образом:

$$\nu = 0{,}22 + 0{,}2 \cdot \vartheta_{\text{B}} \cong 0{,}22 + 0{,}1 \cdot \ln (N_{\text{B e}} / N_{\text{B c}}), \qquad (13)$$

здесь $N_{\text{B e}}$ и $N_{\text{B c}}$ – концентрации N_{B} атомов легирующей примеси в базе БТ в непосредственной близости эмиттерного и коллекторного p-n переходов, соответственно.

Для БТ с неоднородно легированной базой – $N_{\text{B}}(x) \neq \text{const}$, величина фактора ϑ_{B} напряженности встроенного электрического поля $\boldsymbol{E}_{\text{B}}$ в ней, а тем самым и ν (13), определяются не точно, т. к. из-за эффектов Эрли и Кирка, с изменением тока i_{C} и напряжения u_{C}, меняется толщина W_{B} квазинейтральной области базы БТ, а тем самым и значение $N_{\text{B c}}$. Поэтому величину ϑ_{B} в (13) для БТ с линейно изменяющейся $N_{\text{B}}(x)$ определяем по формуле:

$$\vartheta_{\text{B}} = 0{,}5 \cdot \ln \{N_{\text{B e}} / [N_{\text{B e}} + (N_{\text{B c}} - N_{\text{B e}}) \cdot W_{\text{B}} / W^*_{\text{B}}]\}, \qquad (14)$$

а для БТ с экспоненциальной зависимостью $N_{\text{B}}(x)$ – по формуле:

$$\vartheta_{\text{B}} = 0{,}5 \cdot [\ln (N_{\text{B e}} / N_{\text{B c}})] \cdot W_{\text{B}} / W^*_{\text{B}}, \qquad (15)$$

здесь W^*_{B} – технологическая толщина базы БТ.

Усредненное значение $\nu_{\text{ср}}$ в (12) получается путем усреднения величины $W_{\text{B ср}}$ в (14), (15).

Для БТ в схеме с ОЭ, при его управлении ГН, что соответствует $R_{\text{г}} << R_{\text{вх}}$, усредненное значение $\tau_{\text{ср}}$ в (10) определяется также, как и в схеме с ОБ, т. е. процессом переноса ННЗ через базу, но с постоянной времени $\tau_{\text{ср}} = 1/(2 \cdot \pi \cdot f^*_{\text{h21 b ср}})$, где величина $f^*_{\text{h21 b}}$ соответствует режиму управления ГН, причем $f^*_{\text{h21 b ср}} > f_{\text{h21 b ср}}$ в несколько раз и более. При этом необходимо отметить, что не всегда отличают разницу в величинах предельных частот $f^*_{\text{h21 b}}$ и $f_{\text{h21 b}}$ коэффициента $\boldsymbol{h}_{21\text{ b}}$ для БТ в схеме с ОБ, т. е. не учитывают зависимость $\boldsymbol{h}_{21\text{ b}}$ от режима управления – ГН или ГТ, соответственно, а также эти сведения зависимости $\boldsymbol{h}_{21\text{ b}}$ от режима управления противоречивы. Так, в [2] показано, что для БТ в схеме с ОБ при его управлении ГН, переходной процесс в базе БТ устанавливается за время значительно более короткое – до четырех и более раз, чем при его управлении ГТ. Однако в [20] утверждается, что длительность ПХ включения БТ в схеме с ОБ, с приближением режима его управления к ГТ, уменьшается, тогда как в схеме с ОЭ – увеличивается и в режиме управления ГН их ПХ совпадают. Экспериментальные

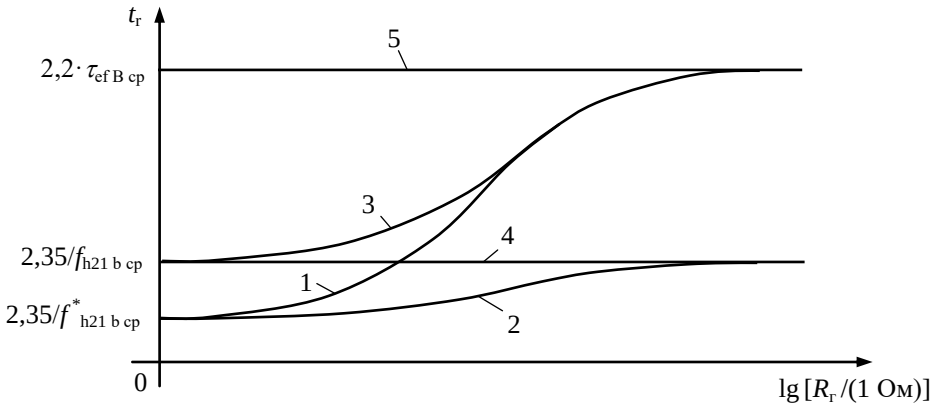


Рис. 4. Зависимость длительности фронта $t_г$ ПХ включения БТ от режима управления в активной области работы, определяемого величиной $R_г$, а именно, при $R_г \Rightarrow 0$, имеем управление ГН, а при $R_г \Rightarrow \infty$, имеем управление ГТ, где кривые 1, 3, 5 для схемы с ОЭ, а кривые 2 и 4 для схемы с ОБ

исследования показали, что в действительности ход зависимостей $t_г$ от $R_г$ в активном режиме работы БТ в разных схемах ТК соответствуют показанным на рис. 4.

Разница в величинах частот $f_{h21\,b}$ и $f^*_{h21\,b}$ существенно зависит от величины сопротивления $r_{e'e}$ квазинейтральной эмиттерной области БТ. С возрастанием величины $r_{e'e}$, упомянутая разница исчезает, и при $r_{e'e} \geq 100$ Ом имеем $f^*_{h21\,b} \approx f_{h21\,b}$. Эту зависимость аппроксимируем при помощи выражения следующего вида:

$$f^*_{h21\,b} = [a_b - (a_b - 1)\cdot\operatorname{sech}(r^*_e/r_{e'e})]\cdot f_{h21\,b}, \tag{16}$$

здесь: a_b = 2–6 – масштабный коэффициент частоты $f^*_{h21\,b}$, зависящий от величин сопротивлений и емкостей структуры БТ; r^*_e = 10–50 Ом – нормирующее сопротивление величины $r_{e'e}$, определяющее возможность достижения для данного БТ режим управления ГН в схеме с ОБ.

Возможность достижения режима управления ГН для БТ в схеме с ОЭ или с ОК (ЭП) определяется величиной сопротивления $r_{b'b}$ его квазинейтральной базовой области, в основном ее пассивной части. Поэтому зависимость предельной частоты $f^*_{h21\,e}$ для БТ в схеме ОЭ (ОК, ЭП) от величины активной составляющей $r_{b'b}$ и импеданса $R_г$ в его базовой цепи, аппроксимируем следующим выражением:

$$f^*_{h21\,e} = f_{h21\,e}\cdot\{1 - \operatorname{sech}\{\lg[1 + (r_{b'b} + R_г)/r^*_b]\}\} + \\ + f^*_{h21\,b}\cdot\operatorname{sech}\{\lg[1 + (r_{b'b} + R_г)/r^*_b]\}, \tag{17}$$

здесь r^*_b = 50–100 Ом – нормирующее сопротивление величины $r_{b'b}$, определяющее возможность достижения для данного БТ режима управления ГН в схеме с ОЭ или с ОК (ЭП), а предельная частота $f_{h21\,e}$ для БТ в схеме с ОЭ в режиме его управления ГТ из (11) выражается следующим образом:

$$f_{h21\,e} = f_T/h_{21\,e\,o} = (2\cdot\pi\cdot\tau_{ef\,B})^{-1}. \tag{18}$$

Аналогично выражению (17), зависимость предельной частоты $f^{**}_{h21\,b}$ для БТ в схеме с ОБ от величины активной составляющей $r_{e'e}$ и импеданса $R_г$ в его эмиттерной цепи, аппроксимируем выражением следующего вида:

$$f^{**}_{h21\,b} = f_{h21\,b}\cdot\{1 - \operatorname{sech}\{\lg[1 + (r_{e'e} + R_г)/r^*_e]\}\} + \\ + f^*_{h21\,b}\cdot\operatorname{sech}\{\lg[1 + (r_{e'e} + R_г)/r^*_e]\}. \tag{19}$$

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

Таким образом, зная зависимости $f^{*}_{h21\,e}$ (17) и $f^{**}_{h21\,b}$ (19) как функции от рабочей точки а $\{i_C, u_C\}$ на НЛ $R_н$, при помощи уравнении (6) определяется уточненная форма ПХ включения БТ в режиме БС и в активной области работы во всех схемах его включения и в разных режимах управления – ГН или ГТ. Из этой ПХ находятся уточненные время t_d и длительность t_r. При помощи уравнении (10) из усредненных величин $f^{*}_{h21\,e\,cp}$ (17) и $f^{**}_{h21\,b\,cp}$ (19), с использованием определении (2), находятся наиболее точное значение величины t_r. Здесь необходимо отметить, что характер зависимости длительности t_r от величины активной составляющей импеданса в цепи управления БТ, существенным образом зависит от величин сопротивлений $r_{e'e}$ и $r_{b'b}$ соответствующих областей полупроводниковой структуры БТ. Так, при $r_{e'e} \le 10$ Ом и $r_{b'b} \le 50$ Ом, что соответствует низкоомной структуре БТ, зависимости $t_r\,(R_г)$ соответствуют кривым 1 и 2 на рис. 4; при $r_{e'e} > 50$ Ом и $r_{b'b} > 500$ Ом, что соответствует высокоомной структуре БТ, зависимости $t_r\,(R_г)$ соответствуют кривым 4 и 5 на рис. 4; при $r_{e'e} \le 10$ Ом и $r_{b'b} > 500$ Ом, зависимости $t_r\,(R_г)$ соответствуют кривым 2 и 5 на рис. 4; при $r_{e'e} > 50$ Ом и $r_{b'b} \le 50$ Ом, зависимости $t_r\,(R_г)$ соответствуют кривым 3 и 4 на рис. 4, где кривые 1, 3, 5 для схемы с ОЭ или с ОК (ЭП), а кривые 2 и 4 для схемы с ОБ.

Третий вид искажения формы плоской части вершины выходного ВИ в виде ее нарастания со временем в режиме БС с насыщением БТ предложено характеризовать параметрами A_s и τ_s, что детально рассмотрено в работе [22]. Там показано, что с возрастанием величины $\Delta_s = \tau_s \cdot A_s$ в режиме насыщения БТ, время t_r ПХ включения БТ во всех схемах ТК может увеличиваться до 10 и более раз, тогда как из известной формулы (3) следует ее существенное уменьшение. Параметр τ_s – постоянная времени накопления-рассасывания избыточных ННЗ в областях базы и коллектора БТ вблизи его коллекторного p-n перехода определена и метод ее измерения даны в работе [23]. Величина A_s определяется свойствами выходных ВАХ БТ в области насыщения, которые показаны на рис. 5, и зависит от эффекта модуляции объемной проводимости полупроводниковых областей структуры БТ по мере повышения уровня инжекции ННЗ через его p-n переходы.

Определение параметра A_s даем следующим образом:

$$A_s = \Delta I_{C\,s} \cdot (K_s - 1)/I_{C\,s}, \tag{20}$$

здесь:

$$K_s = h_{21\,cp} \cdot I_{вх\,s}/I_{C\,s} \ge 1, \tag{21}$$

$$\Delta I_{C\,s} = I_{C\,s\,2} - I_{C\,s\,1} \ge 0. \tag{22}$$

В выражениях (21) и (22) принято: $I_{C\,s\,1} \cong \mathcal{E}_C / R_н$ – ток коллектора при $U_{CB} = 0$ и в этом случае коэффициент насыщения $K_s = 1$, а при $I_{C\,s\,2} > I_{C\,s\,1}$ имеем $U_{CB} < 0$ для n-p-n БТ и при этом $K_s > 1$. Входной ток $I_{вх\,s}$ управления БТ в режиме его насыщения равен току базы $I_{B\,s}$ или току эмиттера $I_{E\,s}$ в схемах с ОЭ и с ОБ, соответственно, причем усредненный коэффициент $h_{21\,cp}$ передачи постоянного тока $I_{вх}$ равен $h_{21\,B}$ или $h_{21\,E}$ в соответствующих ключах с ОЭ и с ОБ.

Влияние динамических параметров A_s и τ_s на длительность фронта t_r и форму ПХ включения БТ показано временной диаграммой $i_C\,(t)$ на рис. 6.

Для БТ с идеальными выходными ВАХ в области насыщения (рис. 5 а, б), при увеличении $K_s > 1$, ток $I_{C\,s} = \text{const}$ и поэтому $A_s = 0$ – отсутствует искажение плоской вершины ПХ включения во всех схемах включения БТ (ОЭ, ОБ и ОК (ЭП)). Поэтому, с увеличением $K_s > 1$, это обеспечивает уменьшение времени t_r ПХ включения БТ в режиме его насыщения, здесь $t_r = t_2 - t_1$ на рис. 6, и одновременно обеспечивает постоянство амплитуды I_1 ВИ. Для реальных БТ уменьшение времени t_r с увеличением $K_s > 1$ наблюдается до таких величин $K_s > 1$, при которых прирост $\Delta I_{C\,s} = I_2 - I_1$ тока $I_{C\,s}$ не превышает 10 % от его амплитуды I_2. Из рис. 6 видно, что в режиме насыщения БТ параметром $(2{,}2 \cdot \tau_s)$ определяем длительность нарастания прироста $\Delta I_s \sim A_s$ тока $I_{C\,s}$. При

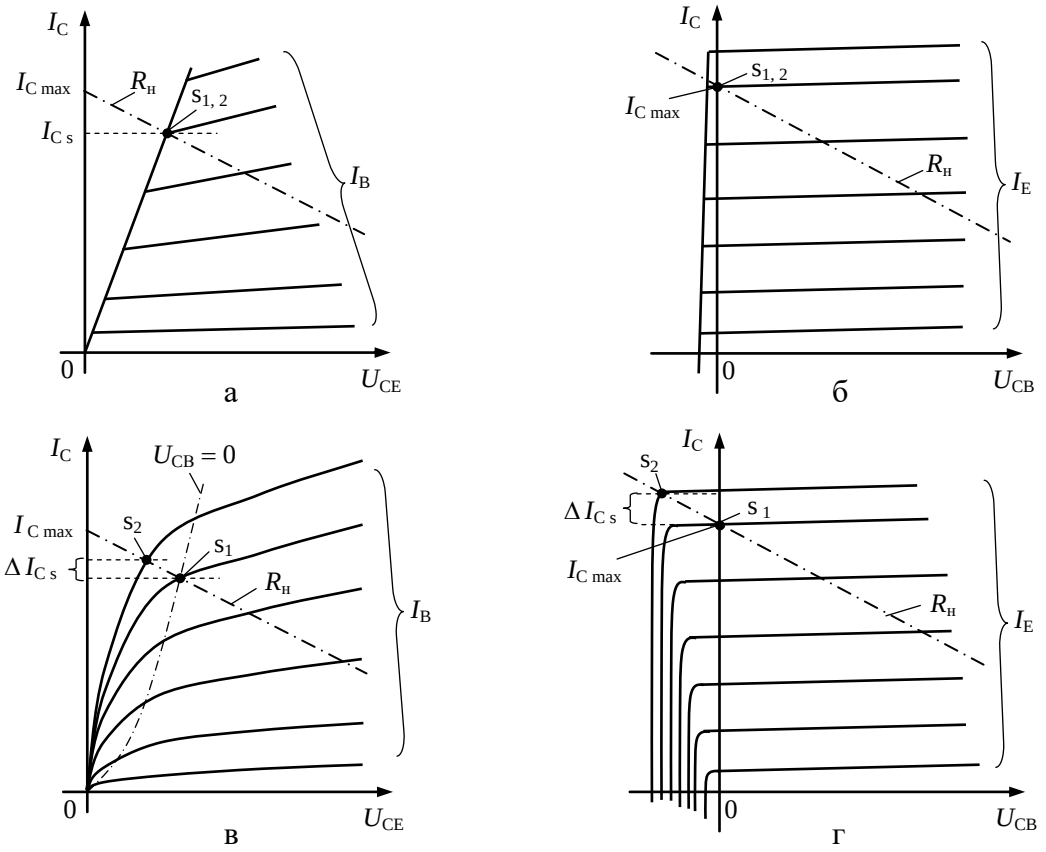


Рис. 5. Выходные ВАХ в области насыщения n-p-n БТ в схеме с ОЭ (а) и с ОБ (б) при отсутствии эффекта модуляции проводимости его полупроводниковых областей и эти же ВАХ в схеме с ОЭ (в) и с ОБ (г) при наличии этого эффекта

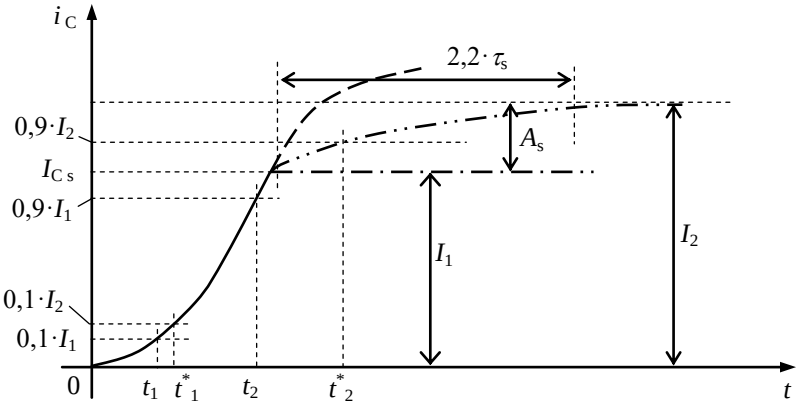


Рис. 6. Влияние динамических параметров A_s и τ_s на время $t_г$ и форму ПХ включения БТ в режиме насыщения ($K_s > 1$), здесь кривая – – – при отсутствии насыщения ($K_s \le 1$); –·–·– в режиме насыщения ($K_s > 1$) при отсутствии эффекта модуляции проводимости полупроводниковых областей структуры БТ ($A_s = 0$); –··–··– для реальных БТ с $\Delta_s = \tau_s \cdot A_s > 0$

$\Delta I_{C\,s} > 0{,}1\cdot I_2$, эффект модуляции проводимостей полупроводниковых областей БТ начинает существенно влиять на время $t_г$ ПХ включения БТ, здесь $t^*_г = t^*_2 - t^*_1 > t_г$ на рис. 6, и поэтому длительность $t_г$ фронта становится большим, а также и длительность задержки $t^*_1 > t_1$.

Взаимосвязь параметра A_s с параметрами полупроводниковой структуры БТ

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

находим на основе решения уравнений Эберса-Молла [24]. С учетом влияния всех слагаемых токов через p-n переходы БТ, описываемые модифицированными уравнениями Эберса-Молла [25], и с учетом уравнений выходных ВАХ в соответствующей схеме включения БТ, а также с учетом уравнении НЛ $R_н$, получаем выражения для расчета параметра A_s (20) в схеме с ОБ:

$$I_{C\,s\,2} = K_{s\,(b)} \cdot I_{C\,s\,1} - I_{CB\,o} \cdot \{\exp\,[R_н \cdot \Delta\, I_{C\,s} / (m_C \cdot \varphi_T)] - 1\}, \qquad (23)$$

и в схемах с ОЭ и с ОК (ЭП):

$$I_{C\,s\,2} = [I_{EB\,o} / (1 - h_{21\,B\,i})] \cdot \{[((1 - h_{21\,B}) \cdot (K_{s\,(e)} \cdot I_{C\,s\,1} - I_{C\,s\,2}) / I_{CB\,o} + 1) \times$$

$$\times \exp\,[(U_{EB\,s\,1} - R_н \cdot \Delta\, I_{C\,s}) / (m_C \cdot \varphi_T)]^{(m_C / m_E)} - 1\} -$$

$$- (1 - h_{21\,B}) \cdot K_{s\,(e)} \cdot I_{C\,s\,1} / [h_{21\,B}\,(1 - h_{21\,B\,i})], \qquad (24)$$

здесь

$$U_{EB\,s\,1} = m_E \cdot \varphi_T \cdot \ln\,[(1 - h_{21\,B} \cdot h_{21\,B\,i}) \cdot I_{C\,s\,1} / (h_{21\,B} \cdot I_{EB\,o}) + 1]. \qquad (25)$$

В полученных выражениях (23) и (24) коэффициенты $K_{s\,(b)}$ и $K_{s\,(e)}$ определяются формулами следующего вида:

$$K_{s\,(b)} = I_{E\,s\,2} / I_{E\,s\,1} \geq 1, \qquad K_{s\,(e)} = I_{B\,s\,2} / I_{B\,s\,1} \geq 1. \qquad (26)$$

Обобщая полученные результаты теоретических исследований, характер зависимости величины параметра A_s от параметров и характеристик БТ, а также от режима его работы и элементов схемы ТК, представляем выражением пропорциональности так:

$$A_s \sim m_C \cdot I_{EB\,o} \cdot (h_{21\,B\,i})^0 \cdot T / (m_E \cdot h_{21\,B} \cdot I_{CB\,o} \cdot I_C \cdot R_н), \qquad (27)$$

здесь: m_E и m_C – поправочные коэффициенты в выражениях ВАХ p-n переходов эмиттера и коллектора БТ, соответственно, учитывающие влияние всех слагаемых токов через эти p-n переходы, причем значения $m_{E,\,C}$ находятся в интервале $1 \leq m_{E,\,C} \leq 2$; $I_{EB\,o}$ и $I_{CB\,o}$ – тепловой ток или обратный ток насыщения эмиттерного и коллекторного p-n переходов БТ, соответственно; $h_{21\,B}$ и $h_{21\,B\,i}$ – статический коэффициент передачи тока I_E в нормальном включении и I_C для инверсного включения БТ в схеме с ОБ; φ_T – температурный потенциал; T – абсолютная температура БТ.

Для БТ, которым действительна формула (3), длительность фронта t_r ПХ включения в режиме насыщения ($K_s > 1$) в разных схемах ТК аппроксимируем следующим выражением:

$$t_r \cong a_r \cdot (\tau_{cp}^{\,2} + \tau_{RC\,cp}^{\,2})^{1/2} \cdot \{\ln\,[(K_s - 0{,}1) / (K_s - 0{,}9)]\} / \ln 9, \qquad (28)$$

здесь на основе выражения (4) коэффициент K_s насыщения БТ в схемах с ОЭ или с ОК (ЭП) соответствует $K_{s\,(e)}$, а в схеме с ОБ – коэффициент $K_{s\,(b)}$ определяются через усредненные значения соответствующих статических коэффициентов $h_{21\,B\,cp}$ и $h_{21\,E\,cp}$ передачи токов базы $I_{B\,s}$ и эмиттера $I_{E\,s}$ следующим образом:

$$K_{s\,(e)} = h_{21\,E\,cp} \cdot I_{B\,s} / I_{C\,s} \geq 1, \qquad K_{s\,(b)} = h_{21\,B\,cp} \cdot I_{E\,s} / I_{C\,s} \geq 1. \qquad (29)$$

Обобщенные результаты исследований на рис. 7 представлены графиками зависимостей $t_r\,(K_s)$ для БТ с малой величиной $\Delta_s = \tau_s \cdot A_s$ (кривая 1) и с большой величиной Δ_s (кривая 2) в области насыщения ($K_s > 1$) и в активной области работы ($K_s \leq 1$), где кривые 3–5 в интервале K_s = 0–1 соответствуют для БТ с различными видами $f^*(i_C, u_C)$ (рис. 1).

Четвертый вид искажения ПХ включения БТ определяем *импульсным фактором* $a_{\tau\,o}$ *просачивания* входного ПВИ через его структуру в нагрузку $R_н$ ТК, который дается выражением следующего вида:

$$a_{\tau\,o} = (r_{e'e\,o} / r_{b'b\,o} + r_{e'e\,o} / r_{c'c\,o} + r_{c'c\,o} / r_{b'b\,o}) \cdot C_{C\,o} / C_{E\,o}, \qquad (30)$$

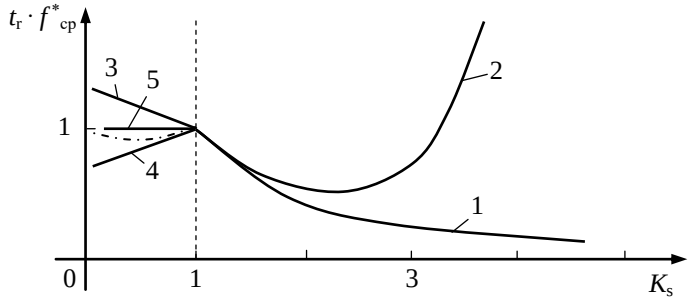


Рис. 7. Зависимости $t_r(K_s)$ для БТ с разными $\Delta_s = \tau_s \cdot A_s$ при $K_s > 1$ (кривые 1 и 2) и при $K_s \le 1$ (кривые 3–5) для различных видов зависимостей $f^*(i_C, u_C)$, показанных на рис. 1, где кривая 1 для БТ с малой величиной Δ_s при $A_s/(K_s - 1) < 0{,}1$; кривая 2 – с большой величиной Δ_s при $A_s/(K_s - 1) > 0{,}1$; кривая 3 для БТ с $f^*(i_C, u_C)$ первого вида– I; кривая 4 – второго вида– II; кривая 5 – $f^*(i_C, u_C)$ = const на НЛ $R_н$ ТК и кривая –·–·– для БТ с $f^*(i_C, u_C)$ третьего вида– III

здесь индекс $_o$ обозначает значения сопротивлений квазинейтральных областей БТ: эмиттера – $r_{e'e}$, базы – $r_{b'b}$ и коллектора – $r_{c'c}$, а также барьерных емкостей эмиттерного – C_E и коллекторного – C_C p-n переходов БТ при положении его рабочей точки а $\{i_C, u_C\}$ в области отсечки на НЛ $R_н$ ТК.

Фактор $a_{\tau\,o}$ характеризует степень влияния просачивающегося входного ПВИ на форму и длительность ПХ включения БТ – чем он больше, тем это влияние значительнее. Для определения составляющей ПХ просачивания решается линейная интегральная-дифференциальная система уравнений, составленная для физической эквивалентной схемы замещения (ФЭСЗ) БТ, при условии отсутствии эмиттерного тока $i_E = 0$ инжекции ННЗ в его базу, т. к. ПХ в самом БТ начинается только спустя времени задержки t_d. Этим решением находятся частотная зависимость $\mathrm{Re}\,[\boldsymbol{h}_{21}(f)]$, где $\boldsymbol{h}_{21}(f) = \boldsymbol{h}_{21\,b}(f) = \boldsymbol{I}_C/\boldsymbol{I}_E$, для схемы с ОБ, $\boldsymbol{h}_{21}(f) = \boldsymbol{h}_{21\,e}(f) = \boldsymbol{I}_C/\boldsymbol{I}_B$ для схемы с ОЭ и $\boldsymbol{h}_{21}(f) = \boldsymbol{h}_{21\,c}(f) = \boldsymbol{I}_E/\boldsymbol{I}_B$ для схемы с ОК или ЭП. По найденной зависимости $\mathrm{Re}\,[\boldsymbol{h}_{21}(f)]$, составляющая ПХ просачивания в определенной схеме ТК на БТ определяется при помощи следующего интегрального соотношения [26]:

$$h_{21}(t) = (2/\pi)\cdot\int_0^{\infty} \mathrm{Re}\,[\boldsymbol{h}_{21}(f)]\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\cdot(\mathrm{d}f/f). \qquad (31)$$

Проведенные расчеты показали, что при включении БТ в схемах с ОБ, с ОЭ и ЭП, эффект просачивания входного ПВИ в нагрузку $R_н$ ТК существенно увеличивается с возрастанием сумм $(r_{b'b} + R_B)$, $(r_{e'e} + R_E)$ и $(r_{c'c} + R_C)$, соответственно, где R_B, R_E и R_C – внешние сопротивления в цепях базы, эмиттера и коллектора, соответственно. Влияние других параметров БТ на эффект просачивания входного ПВИ в нагрузку $R_н$ ТК характеризуем обобщенными выражениями пропорциональности фактору $a_{\tau\,o}$ следующим образом:

$$a_{\tau\,o} \sim r_{b'b\,o}\cdot(r_{e'e})^0\cdot C_{E\,o}\cdot C_{C\,o}/r_{c'c}, \qquad (32)$$

при включении БТ в схеме с ОБ,

$$a_{\tau\,o} \sim (r_{b'b\,o})^0\cdot r_{e'e}\cdot C_{C\,o}/(r_{c'c}\cdot C_{E\,o}), \qquad (33)$$

в схеме с ОЭ,

$$a_{\tau\,o} \sim (r_{b'b\,o})^0\cdot r_{c'c}\cdot C_{E\,o}/(r_{e'e}\cdot C_{C\,o}), \qquad (34)$$

в схеме с ОК или ЭП.

Пятый вид искажения ПХ включения БТ возникает из-за его самовозбуждения или за счет возникающих СВЧ- колебаний ударного типа в паразитных *LC*- контурах в схеме ТК. Возможность возникновения СВЧ- генерации определяется фактором устойчивости *G*

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

(фактор Линвила) [2, 27]. При $G \geq 1$, рассматриваемый вид искажений обусловлен только возникающими СВЧ- колебаниями ударного типа на паразитных *LC*- контурах в корпусе БТ и схемы ТК, где *LC*- контуры могут быть образованы индуктивностями выводов эмиттера – L_E, базы – L_B и коллектора – L_C, а также емкостями база-эмиттер – C_{BE}, база-коллектор – C_{BC} и коллектор-эмиттер – C_{CE}, а также барьерными емкостями C_E и C_C соответствующих p-n переходов БТ.

Таким образом, длительность и форма ПХ включения БТ в режиме БС определяется алгебраической суммой трех нестационарных процессов:

1- ПХ включения самого БТ – искажения ПХ первого и второго видов;

2- переходным процессом установления зарядов избыточных неравновесных ННЗ в полупроводниковых областях структуры БТ в режиме насыщения – искажение ПХ третьего вида;

3- составляющая ПХ просачивания входного ПВИ в нагрузку $R_н$ ТК – искажение ПХ четвертого вида.

Получаемые формы возможных ПХ включения БТ в режиме БС в разных схемах ТК с разными значениями K_s и номиналов элементов схем ключей показаны временными диаграммами $u_{вых}(t)$ на рис. 8.

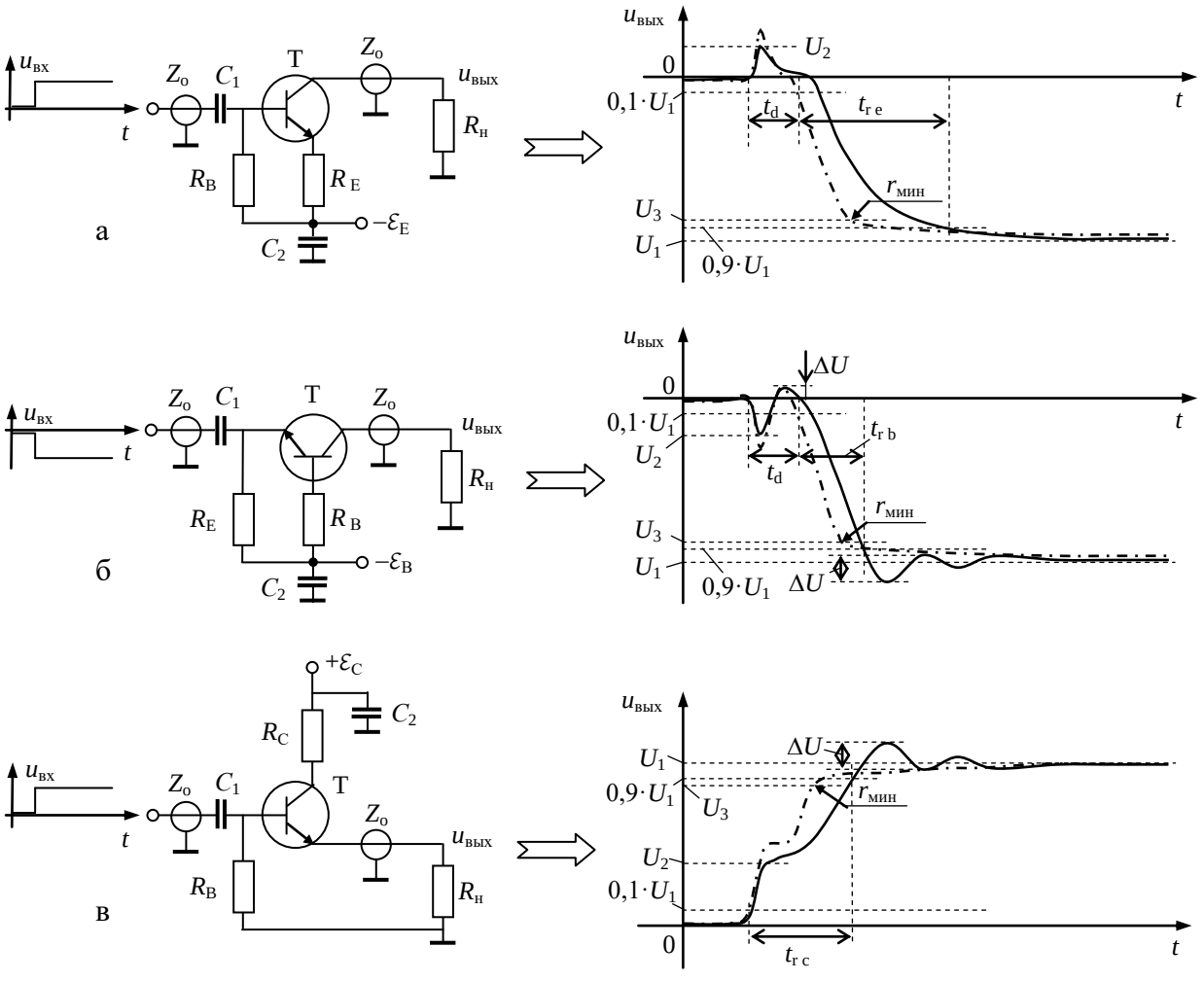


Рис. 8. Типичные временные диаграммы $u_{вых}(t)$ ПХ включения БТ в режиме БС в схеме ТК с ОЭ (а), с ОБ (б) и с ОК (ЭП) (в), здесь: а- —— при $K_{s\,(e)} = 1$ и $R_E = 0$, –·–·– при $K_{s\,(e)} > 1$ и $R_E = 0$ или $K_{s\,(e)} = 1$ и $R_E > 0$; б- —— при $K_{s\,(b)} = 1$, –·–·– при $K_{s\,(b)} > 1$; в- —— при $K_{s\,(c)} = 1$ и $R_C = 0$, –·–·– при $K_{s\,(c)} > 1$ и $R_C = 0$, или $K_{s\,(c)} = 1$ и $R_C > 0$; $R_н = Z_o = 50$ Ом во всех схемах ТК и R_B (а, в) = R_E (б) = 50 Ом

В показанных на рис. 8 временных диаграммах $u_{вых}$ (t), величиной U_1 обозначена амплитуда ВИ, величиной U_2 – амплитуда выброса в начале фронта ПХ, возникающего из-за эффекта прямого просачивания входного ПВИ на выход ТК в резистор $R_н$, величиной U_3 – ордината точки кривой $u_{вых}$ (t) выходного ВИ с минимальным радиусом кривизны $r_{мин}$, в которой фронт ПХ имеет “излом” в режиме насыщения БТ ($K_s > 1$), величиной ΔU – максимальная амплитуда затухающих СВЧ- колебаний в конце формирования фронта ПХ включения и вначале плоской вершины ВИ.

Экспериментальные исследования [28] искажений формы ПХ включения БТ в режиме БС в разных схемах ТК, которые выполнены на основе требований СВЧ-микрополосковой техники, подтверждают основные результаты представленного теоретического анализа и позволяют сформировать следующие **выводы**:

1- на основе модели Агаханяна предложена модифицированное уравнение, описывающее ПХ включения БТ в режиме БС и в активной области работы с учетом зависимости параметров БТ от положения его рабочей точки а–{i_C, u_C} на НЛ $R_н$ в разных схемах ТК и в разных режимах управления БТ – ГН или ГТ, и при этом уточненная модель более точно определяет времена t_d, t_r и форму временной диаграммы ПХ включения БТ;

2- представлены уточненные формулы расчета длительности t_r ПХ включения БТ в режиме БС и в активной области работы, учитывающие режим управления БТ – ГН или ГТ, и тем самым изменение преобладающего влияния процесса рекомбинации ОНЗ с ННЗ в базе БТ с постоянной времени $\tau_{ef\,B}$ – при управлении ГТ в схемах с ОЭ и с ОК (ЭП)), или преобладанием процесса переноса инжектированных ННЗ через базу БТ с постоянной времени $1/(2\cdot\pi\cdot f^{*}_{h21\,b})$ – при управлении ГН во всех схемах включения БТ, или с большей постоянной времени $1/(2\cdot\pi\cdot f_{h21\,b})$ – при управлении ГТ в схеме с ОБ, причем учитывается возможность достижения режима управления ГН для данного БТ в зависимости от величин его сопротивлений $r_{e'e}$ и $r_{b'b}$ в соответствующих областях его структуры;

3- эффект просачивания входного ПВИ в нагрузку $R_н$ ТК наиболее сильно проявляется в схемах с ОБ и с ОК (ЭП), так как входной ПВИ и выходной ВИ в этих схемах однополярные и поэтому в этих схемах отсутствует задержка фронта суммарного выходного ВИ – $t_d \approx 0$, особенно в ключе с ОК и ЭП (рис. 8 в);

4- возможность получения метрологических импульсных сигналов (МИС) методом формирования из входного гармонического – например, синусоидального СВЧ- сигнала с наибольшей частотой следования (повторения) в основном ограничена ГФС и ИЧС БТ в области насыщения;

5- ГФС и ИЧС БТ в области насыщения предложено определять двумя параметрами – фактором A_s эффекта модуляции проводимости полупроводниковых областей структуры БТ (особенно коллекторной), из-за инжекции ННЗ в эти области, и постоянной времени τ_s накопления избыточных ННЗ в областях базы и коллектора структуры БТ, особенно вблизи коллекторного p-n перехода;

6- в режиме насыщения БТ ($K_s > 1$) с возрастанием величины $\Delta_s = \tau_s\cdot A_s$ и при условии, что $\Delta I_{C\,s}/I_{C\,s} = A_s/(K_s - 1) > 0{,}1$, длительность фронта t_r ПХ включения БТ во всех схемах ТК тоже увеличивается – до 10 и более раз;

7- МИС, получаемые методом формирования на ключах с БТ, имеют наименьшие искажения при использовании источников входного гармонического СВЧ- сигнала с высоким выходным импедансом, обеспечивающем управление БТ режимом ГТ.

1.2. Режим выключения БТ импульсным сигналом из области насыщения в область отсечки (переходной процесс выключения БТ)

Известно, что физические процессы в базовой области БТ (во внутреннем транзисторе) в зависимости от схемы его включения существенно зависят от величины

сопротивления R_B в цепи базового электрода и этим определяется режим управления БТ. Так, для ключа с ОЭ, при ограничении стока или притока основных носителей заряда (ОНЗ) через базовый электрод БТ, что обеспечивается условием: $R_B >> r_{b'b}$, и этим создается режим управления ГТ, продолжительность переходного процесса установления ОНЗ в базе БТ определяется постоянной времени $\tau_{ef\ B}$. В случае отсутствии ограничения стока или притока ОНЗ через базовый электрод БТ, что обеспечивается условием: $R_B << r_{b'b}$, и этим создается режим управления ГН, продолжительность переходного процесса установления ОНЗ в базе БТ обуславливается дисперсией времени пролета ННЗ через базу БТ и определяется постоянной времени $\tau_{d\ B}$ задержки сигнала в ней [7]. На основе определения (2), при управлении БТ от ГТ, время спада $t_{f\ (e)}$ ПХ выключения в ключе с ОЭ определяется временем уменьшения тока коллектора $i_C(t)$ и дается известным выражением следующего вида [11]:

$$t_{f\ (e)} = \tau_{ef\ B} \cdot \ln [(K_{f\ (e)} + 0{,}9)/(K_{f\ (e)} + 0{,}1)], \tag{35}$$

а время рассасывания $t_{s\ (e)}$ избыточных неравновесных ННЗ, накопленных в базе БТ в режиме насыщения, дается в виде:

$$t_{s\ (e)} = \tau_{ef\ B\ s} \cdot \ln [(K_{s\ (e)} + K_{f\ (e)})/(1 + K_{f\ (e)})], \tag{36}$$

здесь коэффициент $K_{s\ (e)}$ определен выражением (4), а коэффициент выключения $K_{f\ (e)}$ в схеме с ОЭ через ток $I_{B\ s}$ базы насыщения и ток $I_{B\ f}$ базы выключения относительно уровня постоянного смещения БТ, определяется следующим выражением [11]:

$$K_{f\ (e)} = h_{21\ E} \cdot I_{B\ f} / I_{C\ s}, \tag{37}$$

здесь $\tau_{ef\ B\ s}$ – значение постоянной времени $\tau_{ef\ B}$ в режиме насыщения БТ и обычно для большинства БТ наблюдается неравенство $\tau_{ef\ B\ s} < \tau_{ef\ B}$.

Экспериментальные исследования ПХ выключения БТ в разных схемах ТК, в зависимости от величин коэффициентов K_s и K_f, при различных номиналах резисторов R_E, R_B и R_C в соответствующих схемах ТК, рассмотрены в работе [23]. Полученные типичные виды ПХ выключения БТ в разных схемах ТК показаны на рис. 9. Там же показаны способы определения времен t_f и t_s для соответствующей схемы включения БТ: параметром U_1 обозначена амплитуда выходного напряжения $u_{вых}(t)$ в резисторе нагрузки $R_н$ в соответствующей схеме ТК; U_2 – амплитуда выброса в начале спада ПХ выключения, возникающего из-за прямого просачивания входного ПВИ в нагрузку $R_н$ ключа; ΔU – максимальная амплитуда затухающих СВЧ- колебаний в конце формирования спада ПХ выключения и вначале плоской вершины ВИ.

Установлено, что вид временной диаграммы $u_{вых}(t)$ ПХ выключения БТ существенно зависит от отношений времен $t_{s\ B}$ и $t_{s\ C}$ рассасывания неравновесных избыточных ННЗ $Q_{s\ B}$ и $Q_{s\ C}$, накопленных в режиме насыщения в областях базы и коллектора, соответственно. При $t_{s\ B} >> t_{s\ C}$, во время рассасывания общего суммарного заряда $Q_{s\ BC} = Q_{s\ B} + Q_{s\ C}$, выходной ток $i_C(t)$ коллектора в схемах с ОБ и с ОЭ, или ток $i_E(t)$ эмиттера в схеме с ОК (ЭП), во время t тоже уменьшается и это приводит к существенному возрастанию времени спада t_f во всех схемах включения БТ – особенно в ключах с ОЭ и с ОБ, что показано на рис. 9 кривыми — ·· —. Это объясняется тем, что ток $i_C(t) \cong |Q_B(t)|/\tau_C$, что соответствует "*методу заряда*", и при условии $t_{s\ B} >> t_{s\ C}$, влияние $Q_{s\ C}$ не проявляется. Для БТ с $t_{s\ B} \le t_{s\ C}$, во время рассасывания заряда $Q_{s\ BC}$, выходной ток $i_C(t)$ (или $i_E(t)$) во всех схемах включения БТ остается постоянным и на ПХ выключения БТ наблюдается четко выраженные участки времен t_s и t_f (на рис. 9 этот случай показан кривыми — · — и — — —). Это объясняется тем, что ток $i_C(t)$ поддерживается инжекцией ННЗ в базу из коллекторной области, за счет наличия в ней накопленного заряда $Q_{s\ C}$, и выключение БТ начинается только с момента t^* исчезновения заряда $Q_{s\ C}$, $Q_{s\ C}(t^*) \cong 0$. Для таких БТ наблюдается влияние заряда $Q_{s\ BC}$, особенно его части $Q_{s\ C}$, на длительность спада t_f, т. е. время t_f зависит от величины K_s, чего не следует из известной

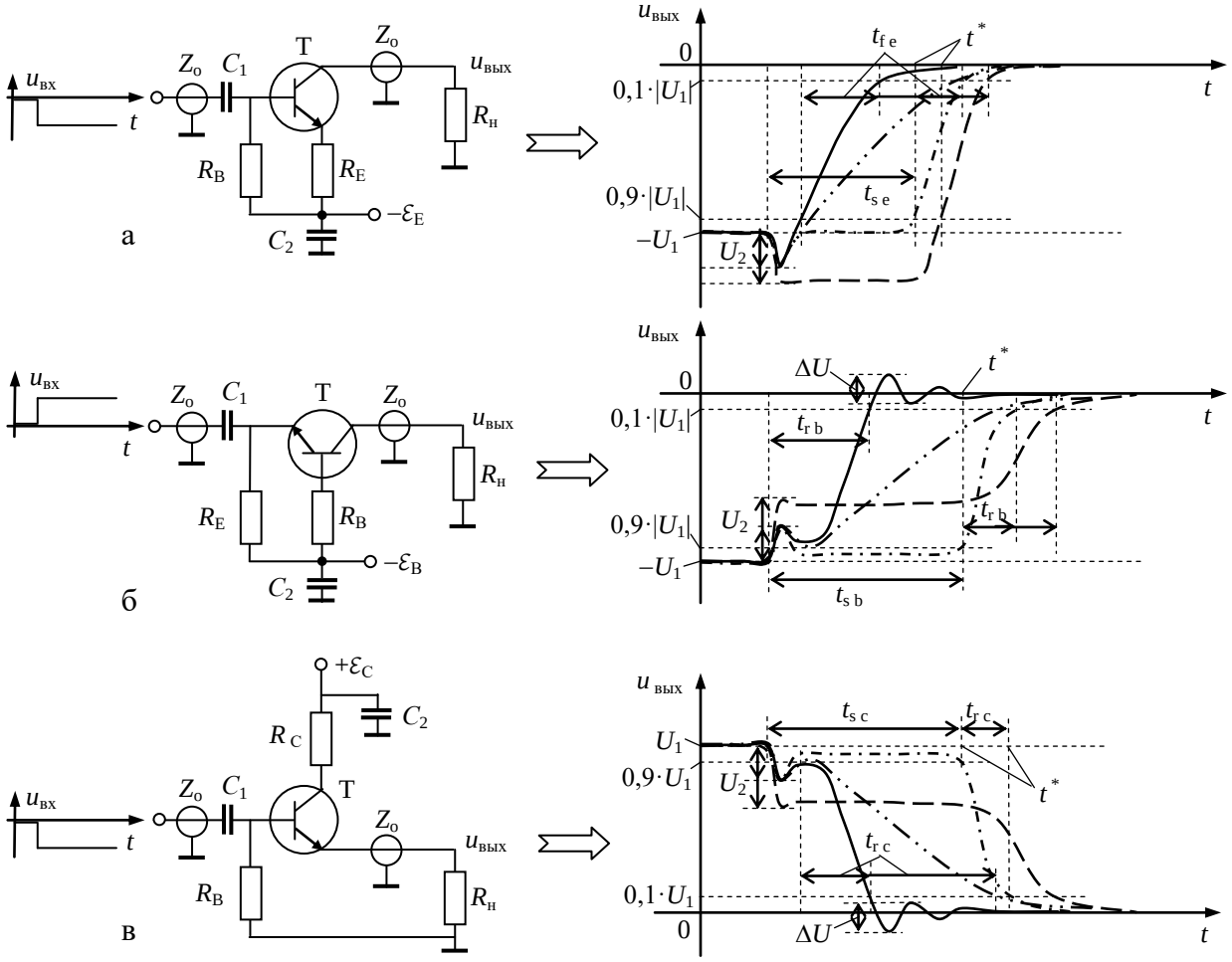


Рис. 9. Типичные временные диаграммы $u_{вых}(t)$ ПХ выключения БТ в режиме управления ГТ в ключах с ОЭ (а), с ОБ (б) и с ОК (ЭП) (в) при разных величинах K^*_s, K^*_f и номиналов резисторов R_E, R_B и R_C в соответствующих ТК, где: а- ——— при $K^*_{s\,(e)} \le 1$ и $K^*_{f\,(e)} \ge 1$, –·–·– при $K^*_{s\,(e)} > 1$, $K^*_{f\,(e)} \ge 1$ и $R_E = 0$ для БТ с $t_{s\,C} \ge t_{s\,B}$, – – – при $K^*_{s\,(e)} > 1$, $K^*_{f\,(e)} \ge 1$ и $R_E > 0$, —··— при $K^*_{s\,(e)} > 1$, $K^*_{f\,(e)} \ge 1$ и $R_E = 0$ для БТ с $t_{s\,C} < t_{s\,B}$; б- ——— при $K^*_{s\,(b)} \le 1$ и $K^*_{f\,(b)} \ge 1$, –·–·– при $K^*_{s\,(b)} > 1$, $K^*_{f\,(b)} \ge 1$ и $R_B = 0$ для БТ с $t_{s\,C} \ge t_{s\,B}$, – – – при $K^*_{s\,(b)} > 1$, $K^*_{f\,(b)} \ge 1$ и $R_B > 0$, —··— при $K^*_{s\,(b)} > 1$, $K^*_{f\,(b)} \ge 1$ и $R_B = 0$ для БТ с $t_{s\,C} < t_{s\,B}$; в- ——— при $K^*_{s\,(c)} \le 1$ и $K^*_{f\,(c)} \ge 1$, –·–·– при $K^*_{s\,€} > 1$, $K^*_{f\,€} \ge 1$ и $R_C = 0$ для БТ с $t_{s\,C} \ge t_{s\,B}$, – – – при $K^*_{s\,€} > 1$, $K^*_{f\,€} \ge 1$ и $R_C > 0$, —··— при $K^*_{s\,€} > 1$, $K^*_{f\,€} \ge 1$ и $R_C = 0$ для БТ с $t_{s\,C} < t_{s\,B}$; $R_н = Z_o = 50$ Ом во всех схемах ТК и R_B (а, в) = R_E (б) = 50 Ом

формулы (35). Экспериментально наблюдаемая зависимость времен t_s и t_f от K_s и K_f иллюстрируется графиками на рис. 10.

Математический вывод уточненных выражений для определения времен t_s и t_f приведен в работе [23]. Полученные расчетные выражения времен t_s и t_f определяются следующими уточненными выражениями:

$$t_s = \tau\cdot\ln\{K^*_s\cdot K^*_f/[K^*_s\cdot(K^*_f - 1) + 0{,}9]\}, \tag{38}$$

$$t_f = \tau\cdot\ln\{[K^*_s\cdot(K^*_f - 1) + 0{,}9]/[K^*_s\cdot(K^*_f - 1) + 0{,}1]\}, \tag{39}$$

здесь коэффициенты K^*_s и K^*_f определяются следующим образом:

$$K^*_s = K_s\cdot[1 - \exp(-t_0/\tau_s)] + \exp(-t_0/\tau_s), \tag{40}$$

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

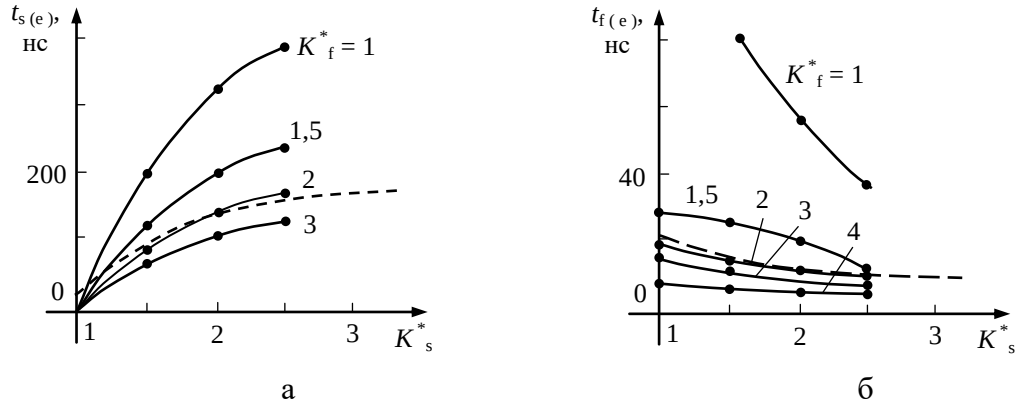


Рис. 10. Измеренные зависимости времен рассасывания $t_{s\,(e)}$ (а) и спада $t_{f\,(e)}$ (б) ПХ включения БТ от K^*_s при разных значениях K^*_f для СВЧ- БТ типа 2Т606А в схеме с ОЭ при условиях: $I_{C\,s} = 50$ мА, $R_E = 0$ и $R_г = 4$ кОм – выходное сопротивление генератора ПВИ

$$K_s = h_{21} \cdot I_s / I_{C\,s} \geq 1, \tag{41}$$

$$K^*_f = (I_s + I_f)/I_s \geq 1, \tag{42}$$

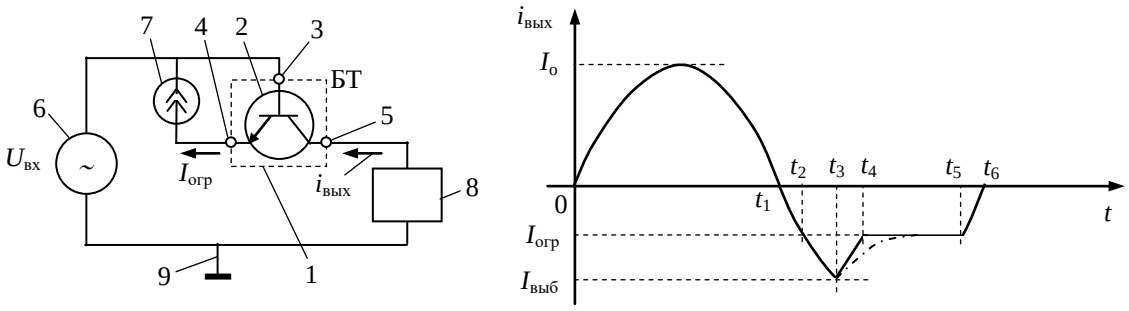
здесь: I_s и I_f – амплитуды токов ПВИ при включении и выключении, соответственно, относительно уровня постоянного смещения БТ; t_0 – время пребывания БТ во включенном состоянии (длительность входного ПВИ включения); h_{21} – коэффициент передачи входного тока БТ в соответствующей схеме его включения.

Уточненное выражение (39) показывает зависимость времени t_f от K_s и при $K_s \Rightarrow \infty$, величина $t_f \Rightarrow 0$. Полученная формула (38) для расчета времени t_s тоже отличается от известного выражения (36). Постоянная времени τ в формуле (38) в режиме управления БТ от ГТ во всех схемах включения равна τ_s, а в формуле (39) – величине $\tau_{ef\,B}$ в схемах с ОЭ и с ОК (ЭП), а для схемы с ОБ – величине $\tau_{d\,B}$. В режиме управления БТ от ГН постоянная времени τ равна τ_s, при расчете времени t_s (38) в схеме с ОБ, и равна величине $\tau_{d\,B}$, при определении времен t_r (28), t_s (38) и t_f (39) в схемах с ОЭ и с ОК (ЭП), и времен t_r и t_f – в схеме с ОБ.

Таким образом, установлено, что для БТ, у которых в режиме насыщения выполняется условие: $t_{s\,C} \geq t_{s\,B}$, влияние накопленного заряда $Q_{s\,BC}$ на время t_f проявляется так, как это следует из выражения (39), т. е. время t_f зависит от K_s, что показано рис. 10, б. Там же пунктирной линией представлена рассчитанная по формуле (39) зависимость $t_f(K_s)$, при $K^*_f = 2$, показывающая хорошее соответствие теории с экспериментом. На рис. 10, а, так же пунктирной линией показана рассчитанная из выражения (38) зависимость t_s (K_s), при $K^*_f = 2$, из которой тоже следует хорошее соответствие теории с экспериментом. Таким образом, показано, что в режиме насыщения БТ на точность определения параметров ПХ выключения ТК наиболее важной становиться величина параметра τ_s – постоянная времени накопления заряда $Q_{s\,BC}$, для определения которых разработан новый способ их измерения [23, 29].

Сущность разработанного метода измерения импульсного параметра τ_s заключается в том, что эмиттерный p-n переход измеряемого БТ смещается в прямом направлении от ГТ, а на его коллекторный p-n переход от ГН – $U_{вх}$ подается гармоническое напряжение $u_{вх}(t)$, например синусоидальной формы, что показано на рис. 11.

Из рис. 11, б, видно, что во время полупериода $u_{вх}(t)$ с полярностью, совпадающей с прямым смещением коллекторного p-n перехода БТ, в его областях базы и коллектора с постоянной времени τ_s накапливается заряд $Q_{s\,BC}$ и ограничение выходного тока $i_{вых}$ не



а б

Рис. 11. Принципиальная блок-схема измерителя τ_s и $Q_{s\,BC}$ (а) и временная диаграмма выходного тока $i_{вых}(t)$ в коллекторе измеряемого БТ (б), здесь цифрами обозначено: 1 – контактадержатель БТ- 2; 3, 4, 5 – контакты базы, эмиттера и коллектора, соответственно; 6 – генератор $U_{вх}$ входного синусоидального напряжения $u_{вх}(t)$; 7 – источник постоянного тока $I_{огр}$; 8 – осциллограф с $R_{вх}$ = 5–10 Ом; 9 – общая шина устройства

происходит – интервал времени 0–t_1 на рис. 11, б. Величина накопленного заряда $Q_{s\,BC}$ определяется выражением следующего вида:

$$Q_{s\,BC} = 2\cdot\pi\cdot I_o\cdot\tau_s^2\cdot t_1/(t_1^2 + \pi^2\cdot\tau_s^2), \tag{43}$$

здесь I_o – амплитуда не ограничиваемого полупериода выходного тока $i_{вых}(t)$ в коллекторе 5 измеряемого БТ- 2.

Во время полупериода $u_{вх}(t)$ с полярностью, совпадающей с обратным смещением коллекторного p-n перехода БТ, происходит рассасывание заряда $Q_{s\,BC}$ и ограничение выходного тока $i_{вых}(t)$ – интервал времени t_1–t_6 на рис. 11, б. При этом в промежутке времени t_1–t_3 ток $i_{вых}(t)$ увеличивается и практически повторяет форму входного напряжения $u_{вх}(t)$, а в промежутке времени t_3–t_4 уменьшается до порога ограничения $I_{огр}$, задаваемого источником 7 постоянного тока. Рассасывание заряда $Q_{s\,BC}$ происходит во время всего промежутка времени t_1–t_4. Однако при подборе частоты $f_{вх}$ входного синусоидального напряжения $u_{вх}(t)$ такой, что $t_4 - t_2 \geq 3\cdot(t_2 - t_1)$, с достаточной точностью можно считать, что практически весь заряд $Q_{s\,BC}$ рассасывается во время промежутка t_2–t_4. При сделанных допущениях заряд $Q_{s\,BC}$ пропорционален площади треугольного выброса между уровнями $I_{огр}$ и $I_{выб}$ – амплитуда ограничиваемого полупериода выходного тока $i_{вых}(t)$ в коллекторе 5 измеряемого БТ- 2, и определяется выражением следующего вида:

$$Q_{s\,BC} = I_o\cdot t_1\cdot[\cos(\pi\cdot t_3/t_1) - \cos(\pi\cdot t_2/t_1)] + \\ + [I_{выб}\cdot(t_4 - t_3) - I_{огр}\cdot(t_3 + t_4 - 2\cdot t_2)]/2. \tag{44}$$

Из выражений (43) и (44) дается формула для расчета постоянной времени τ_s накопления-рассасывания заряда $Q_{s\,BC}$ в режиме насыщения БТ:

$$\tau_s = t_1\cdot[Q_{s\,BC}/(I_o\cdot t_6 - \pi\cdot Q_{s\,BC})]^{1/2}. \tag{45}$$

Экспериментальные исследования искажений формы ПХ выключения БТ в режиме БС в разных схемах ТК, которые конструктивно выполнены на основе требований СВЧ- микрополосковой техники, позволяют сформировать следующие **выводы**:

1- показано, что длительность переходных процессов переключения БТ, в зависимости от режима его управления ГТ или ГН, в активной области работы в основном определяется изменением преобладающего влияния процесса рекомбинации ОНЗ с ННЗ в области базы БТ с постоянной времени $\tau_{ef\,B}$, при переключении от ГТ в схемах с ОЭ и с ОК (ЭП), или преобладанием процесса переноса ННЗ через базу БТ с постоянной времени

$\tau_{d\,B}$, при переключении БТ от ГН во всех схемах ТК;

2- в режиме насыщения БТ его ПХ выключения при управлении от ГТ определяется отношением длительностей времен $t_{s\,B}$ и $t_{s\,C}$ рассасывания неравновесных избыточных ННЗ $Q_{s\,B}$ и $Q_{s\,C}$, накопленных в режиме насыщения БТ в областях его базы и коллектора, соответственно. При $t_{s\,B}/t_{s\,C} >> 1$, длительность t_f существенно возрастает – до 10 и более раз и поэтому в временной диаграмме $u_{вых}$ (t) ПХ выключения ТК не наблюдается четко выраженных участков времен t_s и t_f, причем для таких БТ общая длительность спада $t^*_f \approx t_s + t_f$, что приводит к существенному возрастанию длительности выключения ТК;

3- известные формулы расчета времен t_f (35) и t_s (36) являются недостаточно точными, т. к. не учитывают экспериментально наблюдаемую зависимость времени t_f от коэффициента насыщения K_s.

4- Полученные новые расчетные формулы времен t_s (38) и t_f (39) достаточно точно описывают экспериментально наблюдаемую зависимость времени спада t_f от K_s и соответствуют результатам измерений.

1.3. Основные параметры БТ, необходимые для описания его импульсно-частотных и формирующих свойств, с целью получения МИС

На основе известных [2, 7, 9, 20, 25, 34 и др.] и нами проведенных исследований [1, 28, 30–33, 38, 39] разработана комплексная система импульсных параметров БТ, которые представлены в таблице 1.1.

Таблица 1.1

No	Параметр	Желаемая величина	Определение	Примечание
1	$U_{CB\,max}$	max	Пробивное напряжение коллекторного p-n перехода БТ в обратном направлении	
2	M_c	max	Фактор величины $U_{CE\,max}$ – пробивное напряжение между коллектором и эмиттером БТ в нормальном включении	
3	$U_{EB\,max}$	max	Пробивное напряжение эмиттерного p-n перехода БТ в обратном направлении	
4	$I_{C\,max}$	max	Максимальный ток коллектора БТ	
5	$I_{B\,max}$	max	Максимальный ток базы БТ	
6	$P_{C\,max}$	max	Максимальная мощность БТ	
7	T_{max}	max	Максимальная абсолютная температура БТ	
8	$I_{CB\,o}$	max	Тепловой обратный ток коллекторного p-n перехода БТ	
9	$I_{EB\,o}$	min	Тепловой обратный ток эмиттерного p-n перехода БТ	
10	$h_{21\,e\,o\,max}$	max	Максимальное значение $h_{21\,e\,o}$	Увеличивается за счет уменьшения W_B и т. д., а не за счет увеличения постоянной времени $\tau_{ef\,B}$
11	a_h	0,1–0,3	Фактор вида семейств линий $h_{21\,e\,o}(i_C, u_{CB}) = \text{const}$	
12	$f_{T\,max}$	max	Максимальное значение f_T	
13	a_f	0,7–0,9	Фактор вида семейств линий $f_T(i_C, u_{CB}) = \text{const}$	
14	ν		Фазовый множитель – фактор частоты $f_{h'21\,b}$	Определяется компромиссным путем
15	$C_{C\,o}$	min	Барьерная емкость коллекторного p-n перехода БТ при нулевом смещении на нем	
16	ξ_C	min	Фактор C_{C1} – активная составляющая емкости C_C	
17	$C_{E\,o}$	min	Барьерная емкость эмиттерного p-n перехода БТ при нулевом смещении на нем	

				Продолжение таблицы 1.1
18	$\tau_{C\,o}$	min	Постоянная времени коллекторного p-n перехода БТ при нулевом смещении на нем (фактор f_{max} – максимальная частота генерации)	
19	τ_s	min	Постоянная времени накопления ННЗ $Q_{s\,BC}$	Для формирователей должен быть max
20	A_s	min	Фактор модуляции проводимости областей БТ в режиме насыщения	
21	$a_{\tau\,o}$	min	Фактор просачивания ПВИ в нагрузку ключа при нулевом смещении на БТ	
22	$a_{g\,o}$	min	Фактор режима ГН или ГТ управления БТ при нулевом смещении на нем	

Предложенная система импульсных параметров БТ достаточна для полного описания ГФС, ИЧС и формирующих свойств МИС при помощи БТ во всех схемах и режимах его работы. Разработана система включает 22 параметра, разделенных на две группы – предельно-эксплуатационные режимные параметры (1–9) и динамические параметры (10–22).

Параметры $U_{CB\,max}$, M_c и $U_{EB\,max}$ определяются эффектом лавинного пробоя БТ, а фактор M_c величины $U_{CE\,max}$ определяется следующим образом:

$$U_{CE\,max} \cong U_{CB\,max}\cdot[1 - R_B\cdot h_{21\,e\,o\,max}/(R_B + R_E)\cdot(1 + h_{21\,e\,o\,max})]^{1/M_c}. \quad (46)$$

Параметры $I_{C\,max}$, $I_{B\,max}$, $P_{C\,max}$ и T_{max} определяются температурным перегревом структуры БТ и описываются известными выражениями [12, 34]:

$$P_{C\,max} \cong (T_{max} - T_o)/R_{T\,o}, \quad (47)$$

здесь: $R_{T\,o}$ – тепловое сопротивление между активным объемом БТ и окружающей средой; T_o – абсолютная температура окружающей среды.

Мощность P_C, рассеиваемая коллекторным p-n переходом БТ, определяется током I_C и напряжением U_{CB} коллектора, т. е. $P_C = I_C\cdot U_{CB} \equiv \text{const} \le P_{C\,max}$, и кривая значений $P_{C\,max}$, которое представляет собой уравнение гиперболы и эта кривая обычно наносится на семейство выходных ВАХ БТ.

Параметр T_{max} обусловлен эффектом модуляции проводимости σ полупроводникового материала структуры БТ, которая с повышением температуры T изменяется от примесной $\sigma_{n,\,p}$ к собственной проводимости σ_i, и зависит от удельного сопротивления ρ исходного материала. Для германиевых БТ (Ge) значение T_{max} определяется так [34]:

$$T_{max} \cong 4060/(10{,}67 + \ln|\rho/(\text{Ом см})|) - 273\,^{o}\text{C}, \quad (48)$$

а для кремневых БТ (Si) – по формуле следующего вида [34]:

$$T_{max} \cong 6400/(10{,}43 + \ln|\rho/(\text{Ом см})|) - 273\,^{o}\text{C}. \quad (49)$$

Параметры $I_{CB\,o}$ *и* $I_{EB\,o}$ определяются величиной I_s – теплового тока ("масштаб" ВАХ) p-n перехода, образованного потоком термогенерацией созданными ННЗ, протекающими через p-n переход, причем ВАХ p-n перехода дается выражением [35, 36]:

$$I \cong I_s\cdot\{\exp[U_{pn}/(m\cdot\varphi_T) - 1]\}, \quad (50)$$

здесь: m – масштабный коэффициент, при помощи которого учитывается влияние всех слагаемых тока через p-n переход ($m \cong 1$–2); φ_T – температурный потенциал; U_{pn} – напряжение на p-n переходе ($U_{pn} > 0$ – прямое, а $U_{pn} < 0$ – обратное включение).

Динамические параметры $h_{21\,e\,o\,max}$ и a_h определяются видом семейств постоянных значений $h_{21\,e\,o}$ (i_C, u_C) = const на плоскости выходных ВАХ БТ, определение которых показаны на рис. 12, откуда видно, что рабочая точка m $\{i_{C\,m}, u_{CB\,m}\}$, соответствующая

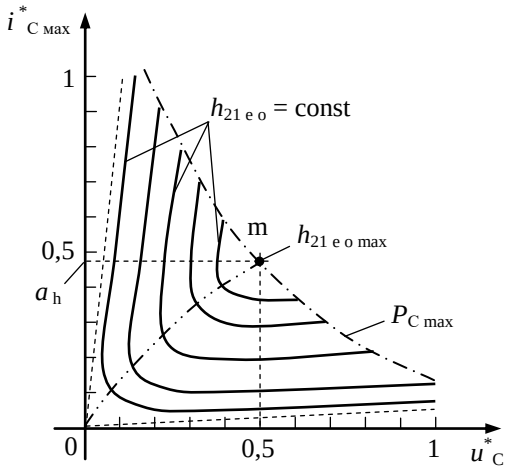


Рис. 12. Линии $h_{21\,e\,o}(i_C, u_C)$ = const (сплошные линии), гипербола мощности $P_{C\,max}$ = const (штрихпунктирная линия) и линия положения “горба” кривых $h_{21\,e\,o}(i_C, u_C)$ = const (двухточечная штрихпунктирная линия), показанные в плоскости выходных ВАХ БТ для определения параметров $h_{21\,e\,o\,max}$ и a_h

точке пересечения гиперболы мощности $P_{C\ max}$ = const с линией “горба” постоянных значений $h_{21\ e\ o}$ (i_C, u_C) = const, определяет значения $h_{21\ e\ o\ max}$ и a_h, которые даются формулами:

$$h_{21\,e\,o\,max} = \Delta i_{C\,m} / \Delta i_{B\,m}, \tag{51}$$

$$a_h = i_{C\,m} / I_{C\,max}, \tag{52}$$

здесь $\Delta i_{C\,m}$ – прирост тока коллектора i_C, соответствующий приросту $\Delta i_{B\,m}$ тока базы i_B в рабочей точке m.

Динамические параметры $f_{T\ max}$ и a_f определяются видом семейств постоянных значений f_T (i_C, u_C) = const на плоскости выходных ВАХ БТ, определение которых показаны на рис. 13.

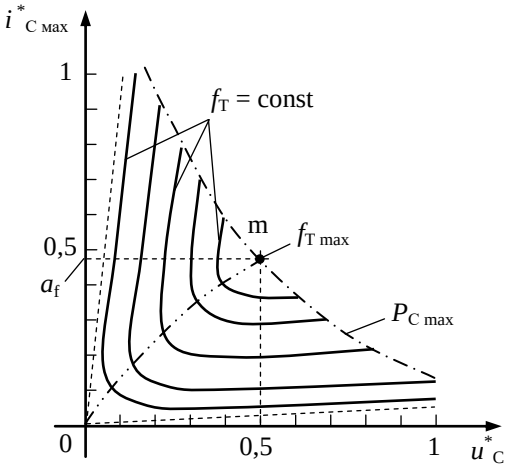


Рис. 13. Линии $f_T(i_C, u_C)$ = const (сплошные линии), гипербола мощности $P_{C\,max}$ = const (штрихпунктирная линия) и линия положения “горба” кривых $f_T(i_C, u_C)$ = const (двухточечная штрихпунктирная линия), показанные в плоскости выходных ВАХ БТ для определения параметров $f_{T\,max}$ и a_f

Из рис. 13 видно, что рабочая точка m $\{i_{C\ m}, u_{CB\ m}\}$, соответствующая точке пересечения гиперболы мощности $P_{C\ max}$ = const с линией “горба” постоянных значений

f_T (i_C, u_C) = const, определяют значения $f_{T\ max}$ и a_f, который определяется по следующей формуле:

$$a_f = i_{C\ m}/I_{C\ max}. \quad (53)$$

Динамический параметр ν – фазовый множитель ((12), (13)) определяется частотной зависимостью комплексного коэффициента $\boldsymbol{h}^*_{21\ b}(f)$, который описывает дисперсию времени $\tau_{d\ B}$ пролета ННЗ через базу БТ в схеме с ОБ, и дается выражением следующего вида [21]:

$$\boldsymbol{h}^*_{21b}(f) = h^*_{21\ b\ o}\cdot\exp[-j\cdot f\cdot(\nu/f_{h'21\ b} + 2\cdot\pi\cdot\tau^*_d)]/(1 + j\cdot f\cdot\nu/f_{h'21\ b}), \quad (54)$$

здесь τ^*_d – постоянная времени задержки сигнала в обедненной области коллекторного p-n перехода и в области эмиттера БТ, и определяется выражением следующего вида:

$$\tau^*_d = W_E^2/(2\cdot D_{E\ cp}\cdot h_{21\ E}) + W_c/(2\cdot v_{s\ c\ cp}), \quad (55)$$

а предельная частота $f_{h'21\ b}$ коэффициента $\boldsymbol{h}^*_{21\ b}$ в схеме с ОБ определяется следующим образом [2, 9, 37]:

$$f_{h'21\ b} = 1/(2\cdot\pi\cdot\tau_{d\ B}), \quad (56)$$

здесь суммарное время задержки $\tau_{d\ B}$ сигнала в базе БТ определяется выражением [27]:

$$\tau_{d\ B} = W_B^2/(2\cdot K_B\cdot D_{B\ cp}) + (N_{B\ c}/v_{s\ B\ c})\cdot\int_0^{W_B} dx/[N_B(x)], \quad (57)$$

здесь: $N_B(x)$ – концентрация легирующей примеси в базе БТ как функция расстояния x от эмиттерного p-n перехода в глубь базы в сторону коллекторного p-n перехода; W_E, W_B и W_c – толщина квазинейтральной области эмиттера, базы и обедненной области коллекторного p-n перехода БТ, соответственно; $D_{E\ cp}$ и $D_{B\ cp}$ – усредненное значение коэффициента диффузии для ННЗ в эмиттерной и в базовой областях структуры БТ, соответственно; $v_{s\ B\ c}$ – предельное значение скорости движения ННЗ в базе вблизи коллекторного p-n перехода БТ; $v_{s\ c\ cp}$ – усредненное значение дрейфовой скорости v_s насыщения в обедненной области коллекторного p-n перехода БТ; $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица.

Динамические параметры $C_{C\ o}$, ξ_C и $C_{E\ o}$ определяются барьерными емкостями C_C, $C_{C\ 1}$ и C_E, соответственно, и отображают процесс перераспределения ОНЗ в областях БТ при изменении напряжений на соответствующих p-n переходах. При этом образуются емкостные токи смещения, не связанные с инжекцией и экстракцией ННЗ, уменьшающие коэффициенты инжекции и экстракции с повышением частоты $f_{вх}$ передаваемого сигнала через БТ. Фактор ξ_C отображает величину активной составляющей $C_{C\ 1}$ от емкости C_C при нулевом смещении на коллекторном p-n переходе БТ и определяется выражением следующего вида:

$$\xi_C = C_{C\ 1}/C_{C\ o}. \quad (58)$$

Динамический параметр $\tau_{C\ o}$ определяется постоянной времени τ_C коллекторного p-n перехода БТ и при нулевом смещении на нем определяется уточненным выражением следующего вида:

$$\tau_{C\ o} = \xi_C\cdot(r_{b'b\ o} + r_{c'c\ o})\cdot C_{C\ o}. \quad (59)$$

Динамические параметры τ_s *и* A_s определяются формирующими свойствами (ФС) и ИЧС БТ в области насыщения и рассмотрены в § 1.1 и § 1.2.

Динамический параметр $a_{\tau\ o}$ определяется эффектом просачивания ПВИ в нагрузку $R_н$ ТК, рассмотренным в § 1.1. Параметр $a_{\tau\ o}$ зависит от постоянных времен τ_E – эмиттерного и τ_C – коллекторного p-n переходов БТ и при нулевом смещении на них определяется выражением следующего вида:

$$a_{\tau\ o} = (r_{e'e\ o}/r_{b'b\ o} + r_{e'e\ o}/r_{c'c\ o} + r_{c'c\ o}/r_{b'b\ o})\cdot C_{C\ o}/C_{E\ o}. \quad (60)$$

Динамический параметр $a_{g\,o}$ определяется эффектом влияния режима управления БТ (ГТ или ГН) на форму и длительность ПХ включения и выключения ТК, рассмотренным в § 1.1 и § 1.2. Параметр $a_{g\,o}$ зависит от постоянных времен τ_E и τ_C, и при нулевых смещениях на p-n переходах БТ определяется выражением следующего вида:

$$a_{g\,o} = [r_{e'e\,o}/r_{b'b\,o} + (r_{e'e\,o} + r_{b'b\,o})\, r_{c'c\,o}]\cdot C_{E\,o}/C_{C\,o}. \qquad (61)$$

1.4. Методы и устройства для измерения основных импульсных параметров БТ

Многие известные методы и устройства для измерения большинства параметров БТ рассматриваются в работах [11, 40, 41], а усовершенствованные методы и устройства для измерения приведенных основных импульсных параметров БТ рассмотрены в [1, 22, 23, 29, 39, 42, 43].

Граничная частота f_T определяется двумя известными методами:

1- путем расчета f_T по результатам измерения модуля $|\boldsymbol{h}_{21\,e}| = h_{21\,e}$ на высокой частоте измерения $f_{изм}$ (высокочастотный метод определения), при включении БТ в схеме с ОЭ, причем расчет проводится по формуле следующего вида [2, 40]:

$$f_T = h_{21\,e}\cdot f_{изм}, \qquad (62)$$

здесь обязательным условием измерения является обеспечение режима управление БТ от источника ГТ.

2- путем расчета f_T по результатам измерения фазового угла $\varphi_{h21\,b}$ коэффициента $\boldsymbol{h}_{21\,b}$ на низкой частоте $f_{изм}$ (низкочастотный метод определения), при включении БТ в схеме с ОБ, причем расчет проводится из выражения следующего вида [40, 44, 45]:

$$f_T = f_{изм}/\varphi_{h21\,b}, \qquad (63)$$

здесь $\varphi_{h21\,b}$ измеряется в радианах (рад).

Частота $f_{изм}$ для определения (62) выбирается из условий:

$$3\cdot f_T/h_{21\,e\,o} < f_{изм} < f_T/2 \qquad \text{или} \qquad 2 < h_{21\,e} < 10, \qquad (64)$$

а для определения (63) частота $f_{изм}$ выбирается из условия следующего вида:

$$f_{изм} < f_T/2. \qquad (65)$$

Определение (63) по существу реализует метод измерения f_T на основе ее определения через время задержки τ_{EC} распространения сигнала от эмиттера до коллектора БТ [27]:

$$f_T = 1/(2\cdot\pi\cdot\tau_{EC}). \qquad (66)$$

На основе проведенных теоретических и экспериментальных исследований [1] можно сделать следующие **выводы**:

1- частота f_T, а тем самым и предельные частоты БТ существенно зависят от режима управления и схемы его включения. При управлении БТ от ГН во всех схемах включения частота f_T получается в несколько раз большей из-за уменьшения времени τ_{EC}. В схемах с ОЭ и с ОК (ЭП) это связано с изменением преобладающего влияния процесса рекомбинации ОНЗ с ННЗ в области базы с постоянной времени $\tau_{ef\,B}$ – при управлении от ГТ, или преобладанием дисперсии времени $\tau_{d\,B}$ пролета ННЗ через базу БТ при управлении от ГН, причем обычно $\tau_{ef\,B} > \tau_{d\,B}$. В схеме с ОБ в режиме управления БТ от ГН время τ_{EC} получается меньшей из-за увеличения начальной скорости движения ННЗ в его базе за счет действия более высокого градиента распределения ННЗ в ней;

2- определение частоты f_T по измеренной величине $h_{21\,e}$ (62) возможно только в режиме управления БТ от ГТ. При этом наибольшая точность измерения f_T достигается на частоте $f_{изм} < f_T$, при которой величина $h_{21\,e} \times f_{изм} \Rightarrow$ max – является максимальной. При

определении f_T по измеренной величине $\varphi_{h21\,b}$ (63), наибольшая точность измерения f_T достигается на частоте $f_{изм} < f_T/4$, т. е. в двое меньшей, чем в ограничении (65). При управлении БТ от ГН во всех схемах включения определение f_T возможно только по измеренной величине $\varphi_{h21\,b}$ на частоте $f_{изм} << f_T$ – до ста и более раз;

3- для измерения частоты f_T с наименьшей погрешностью во всех схемах включения БТ и режимах его управления, режим короткого замыкания (КЗ) в цепи коллектора измеряемого БТ необходимо реализовать только с активным импедансом $R_{КЗ} <$ < 1–10 Ом, причем это условие особенно важно в схеме с ОБ. При этом, чем больше величина ($r_{c'c} \times C_{C\,1}$), тем меньше должно быть значение $R_{КЗ}$.

Для СВЧ- БТ с $f_T \geq 1{,}5$ ГГц величина частоты f_T определяется путем измерения фазового угла $\varphi_{h21\,b}$ в соответствии с формулой (63), при включении БТ в схеме с ОБ. При этом измерение f_T осуществляется на частоте измерения $f_{изм}$, для величины которой необходимо выполнит более строгое условие:

$$f_{изм} < f_T/4, \tag{67}$$

в случае управления БТ от ГТ – источника входного сигнала $f_{изм}$ с выходным сопротивлением $R_г >> R_{вх}$ – входное сопротивление измеряемого БТ;

$$f_{изм} << f_T \text{ – до ста и более раз}, \tag{68}$$

в случае управлении БТ от ГН – источника входного сигнала $f_{изм}$ с выходным сопротивлением $R_г << R_{вх}$.

Новый метод измерения f_T СВЧ- БТ основан на применении СВЧ- измерительных линий (ИЛ) [46] и не имеет ограничений для величины f_T в сторону ее возрастания. Структурная схема разработанного измерителя f_T на двух ИЛ показана на рис. 14, откуда видна сущность предложения, которая заключается в том, что в ИЛ- 12 суммируются две встречно падающие СВЧ- волны входного гармонического измерительного сигнала $\boldsymbol{U}_{изм}$ с частотой $f_{изм}$ от генератора 1. Одна СВЧ- волна проходит через измеряемый СВЧ- БТ 8, цепи питания которого не показаны. При этом в ИЛ- 12 создается режим стоячей волны, расположение узлов напряжения которой зависит от времени задержки τ_{EC} сигнала $f_{изм}$ в структуре измеряемого СВЧ- БТ 8. Измеряемый СВЧ- БТ 8 включен по схеме с ОБ и нагружен входным активным сопротивлением $R_{вх\ ус}$ СВЧ- усилителя 15, причем, для обеспечения КЗ в цепи коллектора измеряемого СВЧ- БТ 8, величина $R_{вх\ ус}$ устанавливается из условия $R_{вх\ ус} \leq 5$ Ом на частоте $f_{изм}$.

Измерение f_T при помощи ИЛ проводится двумя этапами:

1- калибровка устройства – для чего в место измеряемого СВЧ- БТ 8 устанавливается короткозамыкатель – перемычка 9. При этом в ИЛ- 7 и в ИЛ- 12 фиксируются положения одного из узлов напряжения стоячих СВЧ- волн;

2- измерение – для чего после калибровки в место перемычки 9 включается измеряемый СВЧ- БТ 8 и в ИЛ- 7 измеряются: смещение l_1 узла стоячей СВЧ- волны в ней, амплитуды $U_{мин}$ в узле и $U_{мах}$ в пучности этой волны. Аналогично в ИЛ- 12 измеряется смещение l_2 узла стоячей СВЧ- волны в ней.

По измеренным значениям параметров l_1, l_2, $U_{мин}$ и $U_{мах}$ стоячих СВЧ- волн в соответствующих ИЛ- 7 и 12, величина f_T определяется по формуле следующего вида:

$$f_T = c/\{2\cdot l\cdot\{2\cdot\pi\cdot l_2/l \pm \operatorname{arctg}[(U_{мах} - U_{мин})\cdot\sin(l_1/l)/$$

$$/[U_{мах} + U_{мин} + (U_{мах} - U_{мин})\cdot\cos(2\cdot\pi\cdot l_1/l)]\}, \tag{69}$$

здесь: c – скорость света в вакууме; l – расстояние между соседними узлами напряжения стоячей волны в ИЛ; знак + пишется в случае смещения узла напряжения стоячей волны в ИЛ- 7 в сторону измеряемого СВЧ- БТ 8, а знак – в случае смещения в сторону генератора 1 измерительного сигнала $\boldsymbol{U}_{изм}$.

Режим управления измеряемого СВЧ- БТ 8 в устройстве на рис. 14 определяется

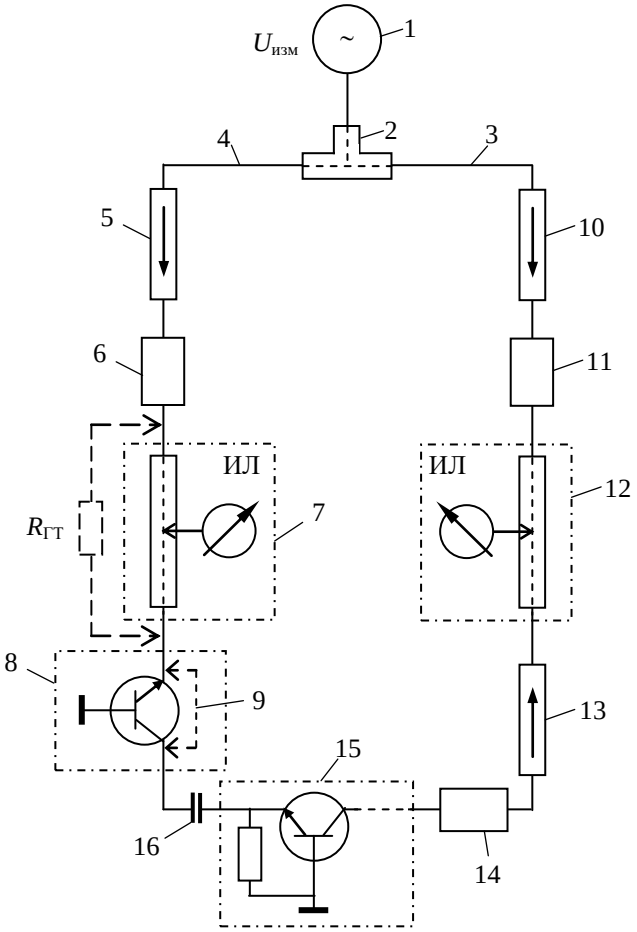


Рис. 14. Структурная схема измерителя $f_Т$ СВЧ- БТ на двух ИЛ, здесь цифрами обозначено: 1 – генератор СВЧ- измерительного сигнала с частотой $f_{изм}$; 2 – СВЧ- тройник; 3, 4 – опорный и измерительный СВЧ- каналы; 5, 10, 13 – СВЧ- вентили; 6, 11, 14 – СВЧ- аттенюаторы; 7, 12 – ИЛ; 8 – СВЧ- контактадержатель для подключения измеряемого СВЧ- БТ; 9 – перемычка КЗ; 15 – СВЧ- усилитель; 16 – разделительный конденсатор

величиной волнового сопротивления $Z_о$ СВЧ- измерительного тракта, которое обычно имеет стандартное значение $Z_о$ = 50 Ом. Поэтому это значение для многих СВЧ- БТ не обеспечивает режим управления от ГТ. Для обеспечения режима управления измеряемого СВЧ- БТ от ГТ, вместо ИЛ- 7 включается элемент активного сопротивления $R_{ГТ} > 5 \cdot Z_о$. При этом $R_{ГТ}$ выполняется в виде диэлектрического стержня, покрытого резистивным слоем. В данном случае измеритель $f_Т$ работает так же, и по описанной методике находится смещение l_0 узла стоячей СВЧ- волны в ИЛ- 12 и по измеренному значению l_0 частота $f_Т$ измеряемого СВЧ- БТ 8 определяется по более упрощенной формуле следующего вида:

$$f_Т = c/(4 \cdot \pi \cdot l_0). \qquad (70)$$

Устройство на рис. 14 становится более устойчиво к самовозбуждению в широком диапазоне частот $f_{изм}$, если вместо СВЧ- вентилей 5, 10 и 13 включаются соответствующие СВЧ- усилители, согласованные с волновым сопротивлением $Z_о$ измерительного СВЧ- тракта.

В другом варианте устройства для измерения $f_Т$ СВЧ- БТ [47], показанного на рис. 15, применяется только одна ИЛ- 12 при любых режимах управления СВЧ- БТ.

В устройстве на рис. 15, в случае режима управления измеряемого СВЧ- БТ 19 от источника 1 с $R_г = Z_о$, калибровка проводится с двух кратной коррекцией исходного положения одного из узлов напряжения стоячей СВЯ- волны в ИЛ- 12, получаемого

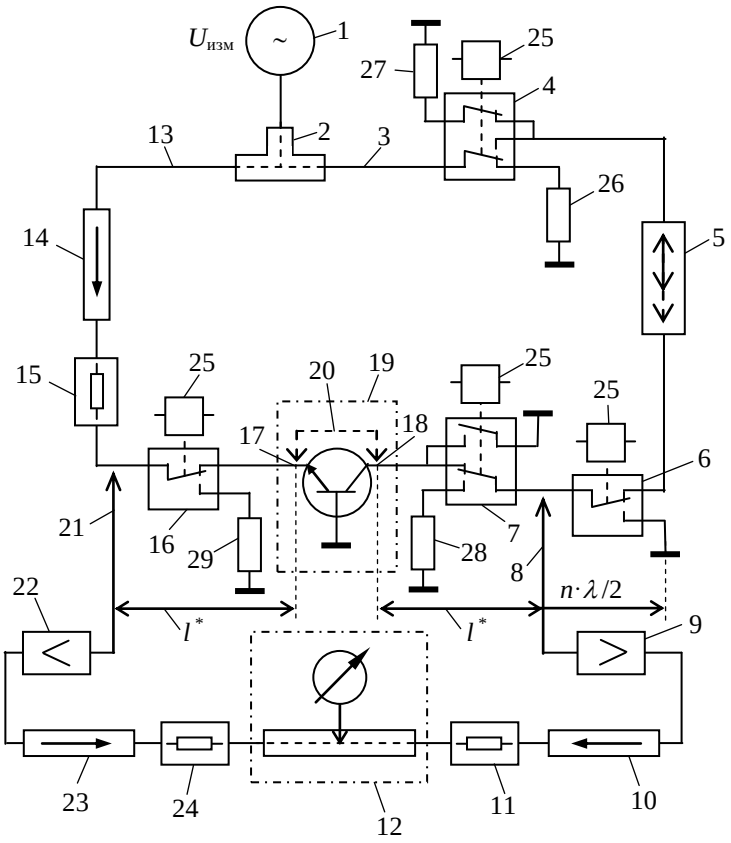


Рис. 15. Структурная схема измерителя f_T СВЧ- БТ на одной ИЛ, здесь цифрами обозначено: 1 – генератор измерительного СВЧ- сигнала с частотой $f_{изм}$; 2 – СВЧ- тройник; 3, 13 – выходная и входная линии передачи, соответственно; 4, 6, 7, 16 – СВЧ- реле; 5 – СВЧ- фазавращатель; 8, 21 – зонды в СВЧ- каналах 3 и 13, соответственно, расположенные на расстояние $l^* = (2\cdot n - 1)\cdot\lambda/4$ от клемм эмиттера 17 и коллектора 18 СВЧ-контактадержателя 19 измеряемого СВЧ- БТ, где: $n = 1, 2, 3, \ldots$; 9, 22 – СВЧ- усилители; 10, 14, 23– СВЧ- вентили; 11, 15, 24 – СВЧ-аттенюаторы; 12 – ИЛ; 20 – перемычка КЗ; 25 – обмотки СВЧ- реле; 26, 27, 28, 29 – СВЧ- резисторы с сопротивлением Z_o СВЧ- каналов 3 и 13

включением коротко замыкающей перемычки 20 вместо измеряемого СВЧ- БТ 19.

При помощи устройства на рис. 15 измерение f_T проводится двумя этапами:

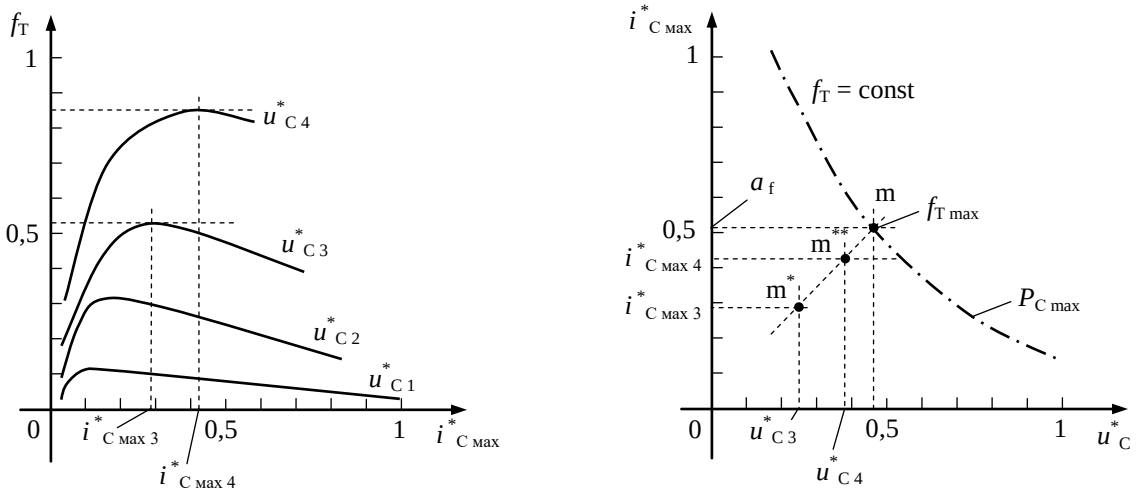
1- <u>первая коррекция</u> проводится фазавращателем 5 в выходной СВЧ- линии передачи 3, при измененном направлении распространения СВЧ- волны сигнала $f_{изм}$ в ней, и при входной 13 и выходной 3 СВЧ- линиях передачи нагруженных согласованной СВЧ-нагрузкой 27. При этом фиксируется исходное положение одного из узлов напряжения стоячей СВЧ- волны в ИЛ- 12. После этого изменяется направление распространения СВЧ- волны в выходной СВЧ- линии передачи 3, при входной СВЧ- линии передачи 13 нагруженной согласованной СВЧ- нагрузкой 29, а выходной СВЧ- линии передачи 3 при согласованной с СВЧ- нагрузкой 28, и при этом с помощью СВЧ- фазавращателя 5 восстанавливается фаза СВЧ- сигнала в точке нахождения зонда 8. Это достигается восстановлением положения узла напряжения стоячей СВЧ- волны в ИЛ- 12;

2- <u>вторая коррекция</u> проводится при входной СВЧ- линии 13 передачи нагруженной эмиттером измеряемого СВЧ- БТ 19 с короткозамкнутым его коллектором на “землю”, и при этом восстанавливается фаза СВЧ- сигнала в ИЛ- 12, путем перемещения ее зонда в узел напряжения стоячей СВЧ- волны в ней;

3- <u>измерение</u> проводится после двух кратной коррекции: выходная СВЧ- линия 3

нагружается коллектором измеряемого СВЧ- БТ 19 и далее при помощи СВЧ- реле 25 на расстоянии $\lambda/2$ или $n\cdot\lambda/2$, где: n = 1, 2, 3, …, от коллектора СВЧ- БТ 19 производится короткое замыкание этой СВЧ- линии 3 передачи на “землю”. После этого измеряется смещение l_0 узла напряжения стоячей СВЧ- волны в ИЛ- 12 относительно последнего его положения, и по измеренному значению l_0 частота f_T измеряемого СВЧ- БТ 19 определяется по формуле (70).

Динамические параметры $f_{T\ max}$ и a_f измеряются при помощи одного из выше описанных измерителей f_T, путем определения зависимости f_T (i_C) при U_{CB} = const, что показано на рис. 16.



а б

Рис. 16. Способ определения динамических параметров $f_{T\,max}$ и a_f
($U_{CB\,max} > u^*_{C\,4} > u^*_{C\,3} > u^*_{C\,4} > u^*_{C\,2} > u^*_{C\,1}$)

Величина напряжения U_{CB} выбирается такой, чтобы точка m* пересечения линий u^*_C = const и $i^*_{C\,max}$ = const (рис. 16, а), при которых $\partial f_T(i_C)/\partial i_C = 0$, была как можно ближе линии гиперболы P_{max} = const исследуемого СВЧ- БТ (рис. 16, б). После этого напряжение U_{CB} увеличивается до u^{**}_C так, чтобы точка m** пересечения линий u^{**}_C = const и нового значения $i^{**}_{C\,max}$ = const, при которых $\partial f_T(i_C)/\partial i_C = 0$, была еще ближе линии P_{max} = const (рис. 16, б). Пересечение прямой, проведенной через точки m* и m**, с линией P_{max} = const в точке m определяет значения тока $i^*_{C\,max}$ и напряжения u^*_C измеряемого СВЧ- БТ, при которых его $f_T = f_{T\,max}$, а динамический параметр a_f рассчитывается по формуле (53).

Динамический параметр ν определяется по измеренному значению $\varphi_{h21\,b}$ согласно формуле (63) на частоте $f_{изм}$, определяемой условиями (67) или (68), и по измеренной величине $h_{21\,e\,o}$ на низкой частоте $f_{изм} < f_{T\,max}$. Параметр ν определяется при помощи следующей системы уравнений:

$$1 = h_{21\,e\,o}\cdot(A^2 + B^2)^{1/2}/(1 + h_{21\,e\,o})\cdot C, \tag{71}$$

$$\varphi_{h21\,b} = |\mathrm{arctg}\,(D/E)|, \tag{72}$$

здесь обозначено:

$$A = \cos[\nu^*\cdot f_{изм}/(\varphi_{h21\,b}\cdot f_{h21\,b})] - [f_{изм}/(\varphi_{h21\,b}\cdot f_{h21\,b})]\times$$
$$\times \sin[\nu^*\cdot f_{изм}/(\varphi_{h21\,b}\cdot f_{h21\,b})] - h_{21\,e\,o}/(1 + h_{21\,e\,o}), \tag{73}$$

$$B = \sin[\nu^*\cdot f_{изм}/(\varphi_{h21\,b}\cdot f_{h21\,b})] + [f_{изм}/(\varphi_{h21\,b}\cdot f_{h21\,b})]\cdot\cos[\nu^*\cdot f_{изм}/(\varphi_{h21\,b}\cdot f_{h21\,b})], \tag{74}$$

$$C = \{1 - [h_{21\,e\,o}/(1 + h_{21\,e\,o})]\cdot\cos[\nu^*\cdot f_{изм}/(\varphi_{h21\,b}\cdot f_{h21\,b})]\}^2 +$$
$$+ \{[f_{изм}/(\varphi_{h21\,b}\cdot f_{h21\,b})] + [h_{21\,e\,o}/(1 + h_{21\,e\,o})]\cdot\sin[\nu^*\cdot f_{изм}/(\varphi_{h21\,b}\cdot f_{h21\,b})]\}^2, \tag{75}$$

$$D = \sin(\nu^*\cdot f_{изм}/f_{h21\,b}) + (f_{изм}/f_{h21\,b})\cdot\cos(\nu^*\cdot f_{изм}/f_{h21\,b}), \tag{76}$$

$$E = \cos(\nu^* \cdot f_{изм} / f_{h21\,b}) - (f_{изм} / \cdot f_{h21\,b}) \cdot \sin(\nu^* \cdot f_{изм} / f_{h21\,b}), \quad (77)$$

$$\nu^* = \nu + 2 \cdot \pi \cdot \tau_{d\,C} \cdot f_{h21\,b}, \quad (78)$$

здесь $\tau_{d\,C}$ – постоянная времени задержки сигнала в обедненной области коллекторного p-n перехода БТ.

Динамические параметры $h_{21\,e\,o\,max}$ и a_h измеряются по методике, аналогичной измерению параметров $f_{T\,max}$ и a_f, и вычисляются по формулам (51) и (52).

Динамический параметр A_s измеряется компенсационным методом, путем определения малого приращения коллекторного тока ΔI_C измеряемого БТ в режиме насыщения при сравнительно большом абсолютном значении I_C, и вычисляется по формулам (20)–(22).

Динамические параметры $C_{E\,o}$, $C_{C\,o}$, ξ_C, $\tau_{C\,o}$, $a_{\tau\,o}$ и $a_{g\,o}$ измеряются методом замещения соответствующего p-n перехода БТ в резонансном *LC*- контуре, где в качестве *LC*- контура используется резонансная система *LC*- куметра или кварцевый резонатор, или мостовым методом [48], путем измерения составляющих постоянных времен p-n переходов БТ. По измеренным значениям величин $r_{e'e\,o}$, $r_{b'b\,o}$, $r_{c'c\,o}$, $C_{E\,o}$, $C_{C\,o}$ и $C_{C\,1}$, динамические параметры $C_{E\,o}$, $C_{C\,o}$, ξ_C, $\tau_{C\,o}$, $a_{\tau\,o}$ и $a_{g\,o}$ определяются по соответствующим формулам (58)–(61).

Кроме выше описанных методов измерения сопротивления $r_{b'b\,o}$ – наиболее важного СВЧ параметра БТ, разработан новый оптоэлектронный способ определения этого параметра [49, 50], который позволяет дополнительно определить многие физические и технологические параметры активной области базы измеряемого БТ.

Сущность разработанного оптоэлектронного способа измерения электрофизических и геометрических параметров базовой области БТ, а также постоянной времени задержки $\tau_{d\,C}$ переноса ННЗ в обедненной области коллекторного p-n перехода БТ, заключается в том, что при подачи импульса света Φ_c в область базы БТ, в ней генерируются электронно-дырочные пары (ЭДП) неравновесных основных и неосновных носителей заряда (ОНЗ) и (ННЗ), соответственно. Принципиальная блок-схема измерительного устройства для определения электрофизических и топологических параметров базовой области БТ, и времени $\tau_{d\,C}$ оптоэлектронным способом показана на рис. 17 а. Там же представлены временные диаграммы и зависимость t_f от R_B в цепи база-эмиттер измеряемого БТ, поясняющие принцип работы предложенного оптоэлектронного способа измерения.

Из рис. 17, а, видно, что коллекторный p-n переход измеряемого БТ- 1 от источника 7 смещается в обратном направлении, а его базовый электрод при помощи ключа 8 отключен от источника 6 смещения. Поэтому после освещения базовой области исследуемого БТ- 1 импульсом света Φ_c в момент времени t_0 (рис. 17, б), на экране осциллографа 3 наблюдается нестационарный процесс тока i_C (t) в коллекторе БТ- 1, типичная временная диаграмма i_C (t) которого показана на рис. 17, в. При этом длительность Δt_c и плотность потока фотонов ($h \cdot \nu$) импульса света Φ_c устанавливаются такими, чтобы Δt_c была не менее двух раз короче времени нарастания $t_r = t_1 - t_0$ и длительности ($t_2 - t_1$) плоской вершины выходного тока i_C (t) (рис. 17, в), здесь: h – постоянная Планка; ν – частота фотона. На рис. 17, г, показана временная зависимость Q_B (t) количества ННЗ в базе измеряемого БТ- 1 после ее освещения коротким импульсом света Φ_c, а на рис. 17, д, показана зависимость времени $t_f = t_3 - t_2$ спада тока i_C (t) от величины сопротивления R_B – 4 в цепи базы БТ- 1, при амплитуде коллекторного тока $I_{o\,C}$ = const.

По измеренным значениям t_0, t_1, t_2, t_3, $I_{o\,C}$, $I_{o\,B}$, $t_{f\,1}$, $t_{f\,2}$, $R_{B\,1}$ и $R_{B\,2}$, определенных на рис. 17, электрофизические параметры базовой области и коллекторного p-n перехода измеряемого БТ- 1 определяются при помощи уравнений следующего вида:

$$\tau_{ef\,B} \cong (t_3 - t_2)/\ln 9, \quad (79)$$

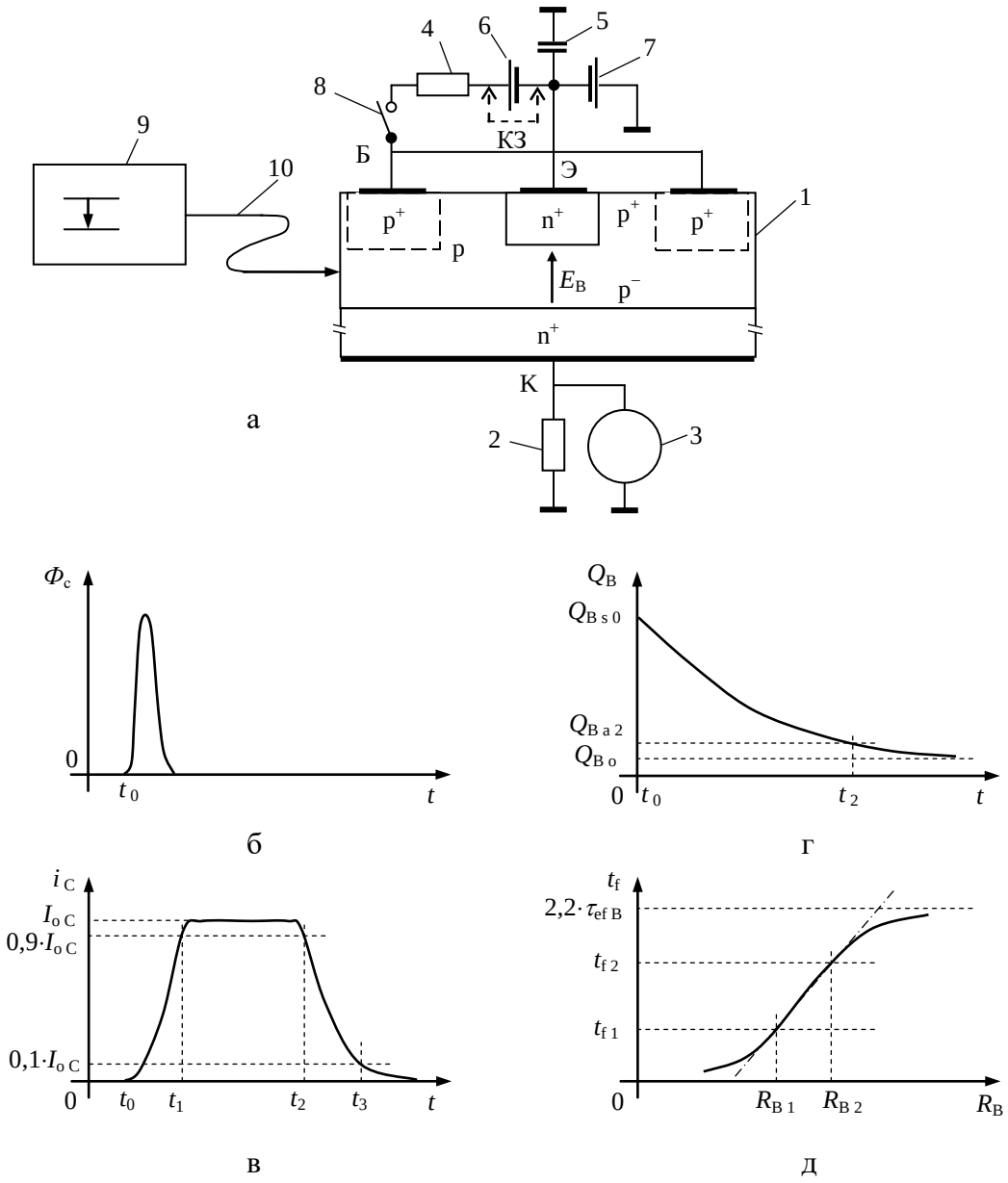


Рис. 17. Принципиальная блок-схема измерительного устройства для определения электрофизических и топологических параметров базовой области БТ, и времени $\tau_{d\,C}$ оптоэлектронным способом (а), и временные диаграммы: импульса света $\Phi_c\,(t)$ (б), импульса выходного тока $i_C\,(t)$ (в), зависимости $Q_B\,(t)$ после подачи Φ_c (г) и зависимость t_f от R_B в цепи база-эмиттер БТ (д), здесь цифрами обозначено: 1 – измеряемый БТ; 2 – резистор нагрузки; 3 – СВЧ- осциллограф; 4 – резистор R_B; 5 – блокирующий конденсатор; 6, 7 – источники напряжения смещения и питания, соответственно; 8 – ключ; 9 – источник импульса света Φ_c; 10 – световод

$$\tau_{d\,B} \cong I_{o\,B}{\cdot}(t_3 - t_2)/[(I_{o\,B} + I_{o\,C}){\cdot}\ln 9], \tag{80}$$

$$\tau_C \cong I_{o\,B}{\cdot}(t_3 - t_2)/(I_{o\,C}{\cdot}\ln 9), \tag{81}$$

$$\tau_{d\,C} \cong (t_1 - t_0)/\ln 9, \tag{82}$$

$$Q_{B\,o} \cong [I_{o\,B}{\cdot}(t_3 - t_2)/\ln 9]{\cdot}\{1 - \exp[-(\ln 9){\cdot}(t_2 - t_0)/(t_3 - t_2)]\} -$$
$$- I_{o\,C}{\cdot}(t_2 - t_0){\cdot}\exp[-(\ln 9){\cdot}(t_2 - t_0)/(t_3 - t_2)], \tag{83}$$

$$Q_{\mathrm{B\,s\,0}} \cong I_{\mathrm{o\,C}} \cdot (t_2 - t_0) + I_{\mathrm{o\,B}} \cdot (t_3 - t_2)/\ln 9, \quad (84)$$

$$Q_{\mathrm{B\,a\,2}} \cong I_{\mathrm{o\,B}} \cdot (t_3 - t_2)/\ln 9, \quad (85)$$

$$r_{\mathrm{b'b}} \cong (R_{\mathrm{B\,2}} \cdot t_{\mathrm{f\,1}} - R_{\mathrm{B\,1}} \cdot t_{\mathrm{f\,2}})/(t_{\mathrm{f\,2}} - t_{\mathrm{f\,1}}), \quad (86)$$

здесь: $\tau_{\mathrm{ef\ B}}$ – эффективное время жизни ННЗ в базе БТ, измеряемая при разомкнутом ключе 8; τ_{C} – постоянная времени изменения заряда $Q_{\mathrm{B\ a}}$ неравновесных ННЗ в базе БТ в активном режиме работы за счет изменения тока i_{C} (t); $Q_{\mathrm{B\ o}}$ – количество заряда равновесных ННЗ в базе БТ; $Q_{\mathrm{B\ s\ 0}}$ – количество заряда избыточных неравновесных ННЗ в базе БТ в режиме насыщения в момент времени t_0; $Q_{\mathrm{B\ a\ 2}}$ – количество заряда неравновесных ННЗ в базе БТ в активном режиме работы в момент времени t_2.

В уравнениях (80)–(85) величина тока базы $I_{\mathrm{o\ B}}$ определяется в случае отсутствии импульса света Φ_{c} и при прямом смещении на эмиттерном p-n переходе измеряемого БТ-1. Это прямое смещение увеличивается до значения $I_{\mathrm{o\ B}}$, при которой ток i_{C} в коллекторе достигает значение $I_{\mathrm{o\ C}}$, соответствующей амплитудной величине импульса i_{C} (t), которое наблюдается при воздействии импульса света Φ_{c} (рис. 17, в).

Величина сопротивления $r_{\mathrm{b'b}}$ базы измеряемого БТ по формуле (86) определяется путем измерения длительностей $t_{\mathrm{f\ 1}}$ и $t_{\mathrm{f\ 2}}$, которые соответствуют значения величин сопротивлений $R_{\mathrm{B\ 1}}$ и $R_{\mathrm{B\ 2}}$ резистора R_{B} – 4 при отсутствии смещения, когда источник 6 заменен коротким замыканием КЗ. При этом соблюдается условие прямолинейной зависимости t_{f} от R_{B} в измеряемом участке t_{f} (R_{B}) (рис. 17, д).

Величина тока $I_{\mathrm{o\ C}}$ изменяется изменением величины постоянного напряжения источника питания 7 (рис. 17, а), что позволяет получить зависимости всех измеряемых параметров БТ от величин токов в его электродах.

Выводы:

1- разработанная комплексная система импульсных параметров из 22 параметров БТ и методы их измерения позволяют определить его ИЧС, ФС и генерирующие свойства (ГС) в разных схемах включения БТ, в разных режимах его работы и управления.

2- предложенные методы и устройства измерения основных импульсных параметров БТ позволяют более точно определить его ИЧС, ФС и генерирующие свойства (ГС) в разных схемах включения БТ, в разных режимах его работы и управления.

Глава 2

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СТРУКТУРЫ БТ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ЕГО ИЧС, ФС И ГС, А ТАКЖЕ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В СХЕМЕ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ТОКА

Настоящая глава посвящена обобщению результатов исследований с целью модификации конструкции структуры БТ для достижения оптимальных характеристик и свойств, обеспечивающих максимальное быстродействие импульсных устройств на их основе, а также максимальное качество формирователей метрологических СВЧ-импульсов (ФМИ), получаемых из гармонического СВЧ- сигнала.

Основные результаты настоящей главы опубликованы в работах [1, 52–56, 60–67, 73, 77–83].

2.1. Модификация структуры БТ, изготовленного в однотипном (гомоструктурном) полупроводнике

На рис. 18 указаны основные физические процессы и эффекты в структуре БТ, определяющие его ИЧС, ФС и ГС, с указанием областей структуры БТ, где они проявляются.

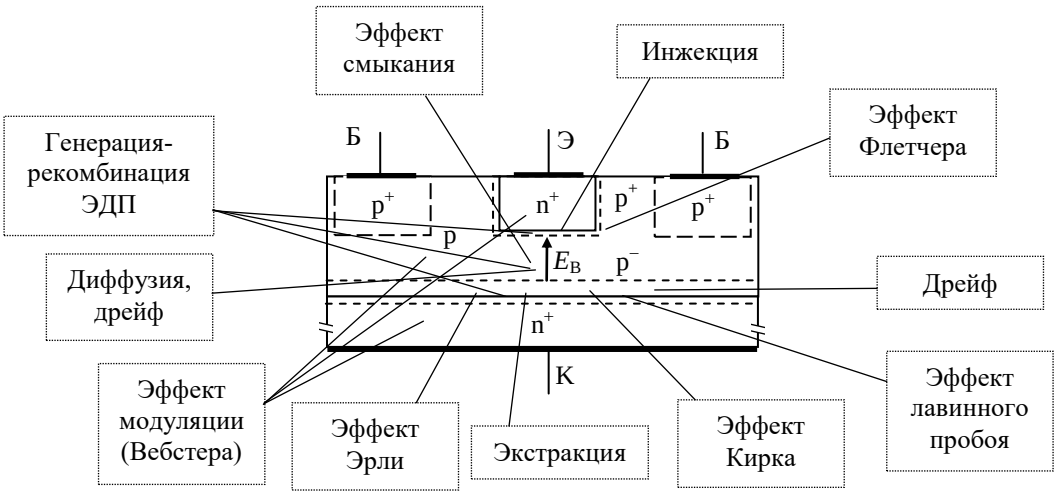


Рис. 18. Основные физические процессы и эффекты в структуре БТ, определяющие его ИЧС, ФС и ГС, с указанием областей структуры БТ, где они проявляются

Физический процесс *<u>инжекции</u>* ННЗ определяется коэффициентом инжекции h_E на постоянном токе и h_e на переменном токе эмиттерного p-n перехода БТ, и зависит от удельных проводимостей σ_E и σ_B эмиттерной и базовой областей БТ, соответственно, [2, 9]: $h_E \cong 1 - \sigma_B / \sigma_E \leq 1$, из которой следует известное требование $\sigma_E >> \sigma_B$. Однако выполнение этого требования приводит к увеличению сопротивления базы $r_{b'b}$ и тем самым – к уменьшению предельных частот БТ.

Физические процессы *<u>диффузии</u>* и *<u>дрейфа</u>* ННЗ в базе БТ определяются коэффициентом переноса h_B на постоянном токе и h_b на переменном токе через базу [9, 20]: $h_B \approx [1 + 0{,}5 \cdot (W_B / L_{d\,B})^2 \cdot (1 + \vartheta_B)^{-1}]^{-1} \leq 1$, из которой следует известное требование – $W_B << L_{d\,B}$ – диффузионная длина ННЗ в области базы БТ. Однако чрезмерное уменьшение металлургической толщины W_B базы БТ тоже приводит к нежелательному увеличению $r_{b'b}$ активной области базы БТ и к нежелательному уменьшению напряжения смыкания его p-n переходов (*эффект прокола базы*).

Физический процесс *экстракции* ННЗ через коллекторный p-n переход БТ определяется коэффициентом h_C эффективности на постоянном токе и h_c на переменном токе коллекторного p-n перехода БТ [7, 37]: $h_C \cong [1 - (U_{CB}/U_{CB\ max})^{M_C}]^{-1}$, из которой следует, что $h_C \cong 1$ при $U_{CB} \le U_{CB\ max}$ для обычных БТ. Для лавинных БТ, у которых $h_C > 1$, в настоящей работе этот режим действия БТ не рассматривается.

Физический процесс *генерации-рекомбинации* электронно-дырочных пар (ЭДП) ОНЗ с ННЗ в области базы БТ определяется постоянной времени $\tau_{ef\ B}$, которая уменьшается с повышением N_B, или путем введения в толщу кристалла транзисторной структуры примесей, имеющих большое сечение захвата носителей заряда, например золото [37].

Эффект Флетчера [2, 37] проявляется в падении напряжения вдоль эмиттерного p-n перехода БТ, вследствие протекания базового тока i_B, из-за чего максимальная плотность тока эмиттера i_E получается на краю эмиттерного p-n перехода и до порядка и более раз превышает эту величину в его центре [9]. Это приводит к следующим нежелательным последствиям для БТ:

1- уменьшению рассеиваемой мощности P_{max};

2- возрастанию влияния поверхностной рекомбинации на величину $\tau_{ef\ B}$ в сторону ее уменьшения и обуславливающее уменьшение величины h_B;

3- увеличению в 1,5–3 раза диффузионной емкости $C_{диф\ E}$ эмиттерного p-n перехода;

4- дополнительному снижению граничных частот БТ при высоком уровне инжекции, т. к. ННЗ должны проходить больший путь в базе БТ – от периферии эмиттера к краю коллектора.

Кроме эффекта Флетчера, на локализацию эмиттерного тока в периферии эмиттерного p-n перехода влияет и краевые искажения этого перехода, и в ряде случаев это играет определяющую роль [51].

Эффект *Кирка* [25, 27, 37] проявляется модуляцией толщины $d_{pn\ C}$ обедненной области коллекторного p-n перехода БТ из-за проходящих зарядов свободных носителей через него, что приводит к смещению квазинейтральных границ этого перехода в направлении движения носителей заряда. Это приводит к нежелательному возрастанию толщины квазинейтральной базы W^*_B и как следствие к уменьшению граничных и предельных частот БТ. Кроме этого эффект Кирка в ряде случаев обуславливает изменение величины емкости C_C с изменением тока i_C. Пределы изменения величины $W^*_B(i_C)$ зависят от типа коллекторного p-n перехода БТ [37] и амплитудное значение $I_{o\ C}$ тока i_C, начиная с которой происходит возрастание $W^*_B(i_C)$, определяется следующим выражением:

$$I_{o\ C} = q \cdot v_{s\ эпит} \cdot S_E \cdot [N_{эпит} + 2 \cdot \varepsilon_o \cdot \varepsilon_{эпит} \cdot U_{CB} / (q \cdot W_{эпит}^2)], \qquad (87)$$

здесь: $v_{s\ эпит}$, $N_{эпит}$ и $\varepsilon_{эпит}$ – предельная дрейфовая скорость движения носителей элементарного заряда q, концентрация легирующей примеси и диэлектрическая проницаемость материала в эпитаксиальном слое, соответственно; $W_{эпит}$ – толщина эпитаксиального слоя коллекторной области, а S_E – площадь эмиттерного p-n перехода БТ.

В выражении (87) для повышения точности определения величины $I_{o\ C}$, значение S_E должно быть заменена на $S_{C\ 1}$ – площадь активной части коллекторного p-n перехода БТ, т. к. $S_{C\ 1} > S_E$. Для обеспечения требуемой величины $a_f = 0{,}7–0{,}9$ (таблица 1.1), параметры $S_{C\ 1}$, $N_{эпит}$ и $W_{эпит}$ в выражении (87) устанавливаются из условия следующего вида:

$$a_f = I_{o\ C} / I_{C\ max} = 0{,}7–0{,}9. \qquad (88)$$

Эффект Эрли [2, 25, 27, 37] проявляется модуляцией толщины обедненной области коллекторного p-n перехода БТ обратно смещающем напряжением U_{CB} на этом переходе. С увеличением $|U_{CB}|$, толщина W^*_B уменьшается, и поэтому повышаются граничные и предельные частоты БТ.

Эффект модуляции (Вебстера) [2, 25, 27, 37] сопротивлений областей структуры

БТ проявляется тем, что по мере повышения уровня инжекции ННЗ, из-за выполнения условия квазинейтральности общего заряда в инжектируемой области БТ, увеличивается концентрация ОНЗ в ней, и как следствие уменьшается сопротивление $R_{обл}$ этой области. Величина $R_{обл}$ также зависит от напряжения в соответствующей области и тока, протекающего через p-n переходы БТ. Эта зависимость определяется эффектами Эрли, Кирка и Флетчера, и для БТ выражаются следующими пропорциональностями: $r_{e'e} \sim 1/U_{EB}$; $r_{b'b} \sim U_{EB} \cdot U_{CB} /(i_B \cdot f)$; $r_{c'c} \sim U_{CB}$ – для планарных БТ без скрытого низкоомного слоя в области коллектора; $r_{c'c} \sim 1/U_{CB}$ – для сплавных и планарных БТ со скрытым низкоомным слоем в области коллектора.

Эффект лавинного пробоя [2] определяется выражением коэффициента h_C и определяет величину максимально допустимого обратно смещающего напряжения $U_{обр\ max}$ на p-n переходах БТ – в частности $U_{CB\ max}$ на коллекторном p-n переходе.

Эффект смыкания [2, 37] обедненных областей p-n переходов в квазинейтральной области базы БТ по своей сущности процесс обратимый. Однако в ряде случаев эффект смыкания сопровождается выходом БТ из строя, из-за локального перегрева базы в точке смыкания – *эффект прокола базы* БТ.

Учитывая проведенный анализ и результаты исследования ИЧС, ФС и ГС БТ, предложено целый ряд новых усовершенствованных структур БТ, представленных далее в данной работе.

Первый вариант предложенного БТ [52], например n-p-n типа, показан на рис. 19.

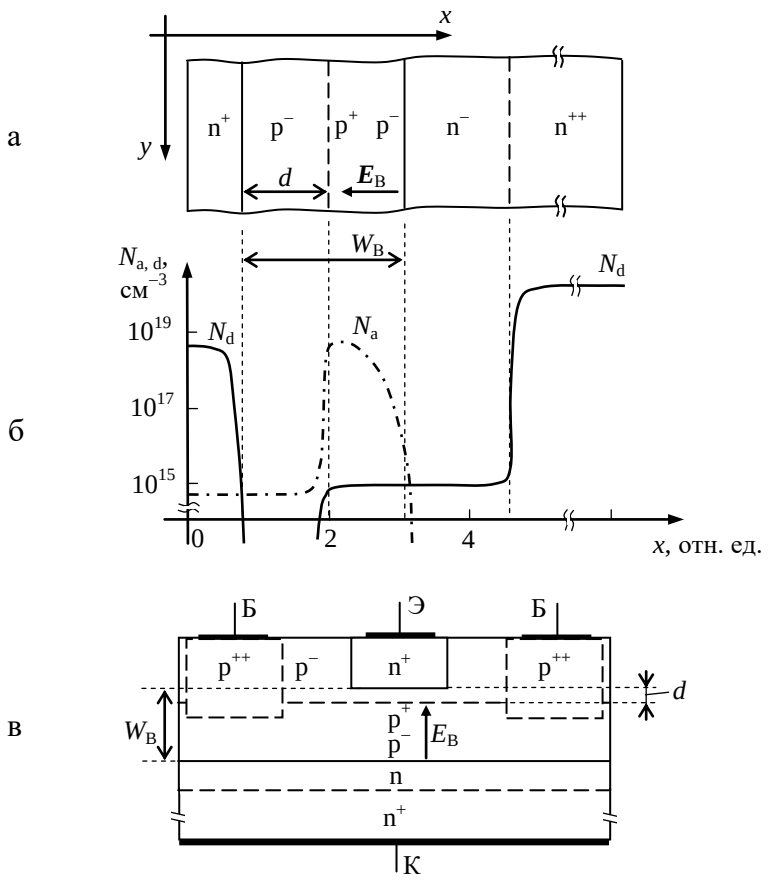


Рис. 19. Порядок расположения полупроводниковых слоев в активной части предложенного БТ (а), зависимости распределения концентраций $N_{a,\,d}$ легирующих примесей в областях БТ (б) и поперечный разрез планарной структуры БТ (в)

Из рис. 19 видно, что сущность предложения заключается в ведении дополнительного высокоомного полупроводникового слоя p^- с толщиной d,

расположенный между низкоомным эмиттером n^+ и базой p^+-p^-, которая сделана с градиентом ($-\partial N_a/\partial x$ на рис. 19, а) легирования. Это обеспечивает:

1- увеличение коэффициентов h_{21} и напряжение $U_{EB\,max}$;

2- уменьшение параметров C_E, $r_{b'b}$, τ_C и, как вследствие, увеличение частот f_T, f_{max} и $f_{пред}$ ($f_{h21\,b}$, $f_{h21\,e}$);

3- из-за снижения паразитного эффекта Флетчера, обусловленного шунтирующим действием высоколегированной части $\Delta = W_B - d$ области базы p^+-p^- с градиентом легирования ($-\partial N_a/\partial y$ на рис. 19, в), обеспечивающим встроенное квази-электрическое поле $\boldsymbol{E}_B$, обратный ток $I_{EB\,o}$ уменьшается, а ток $I_{C\,max}$, и тем самым мощность P_{max} увеличиваются.

Для определения оптимальной величины d относительно толщины W_B, проведены расчеты зависимости $f_T/f_{T\,мин}$ от d/W_B при разных градиентах $\partial N_a/\partial y$ легирующей примеси N_a в низкоомном слое p^+-p^- базы, при условии, что частота f_T определялась из выражения следующего вида:

$$f_T \cong \{2\cdot\pi\cdot[r_e\cdot\varepsilon_o\cdot\varepsilon_{eb}\cdot S_E/d + d^2/(2\cdot D_{B\,1}) + (W_B - d)^2/(2\cdot K_B\cdot D_{B\,2}) + \tau_{d\,C}]\}^{-1}, \quad (89)$$

здесь K_B – фактор дрейфа ННЗ в базовой области p^+-p^-, из-за наличия градиента ($-\partial N_a/\partial y$) легирования в ней.

Величина K_B в выражении (89) дается следующим образом [9, 20, 27]:

$$K_B = [2\cdot\vartheta_B - 1 + \exp(-2\cdot\vartheta_B)]/(2\cdot\vartheta_B^2) \le 1, \quad (90)$$

здесь приняты следующие значения параметров и допущения: $r_e = 1$ Ом – дифференциальное сопротивление эмиттерного p-n перехода БТ; $\varepsilon_o\cdot\varepsilon_{eb} = 1{,}062\cdot10^{-10}$ – диэлектрическая проницаемость вакуума и обедненной области эмиттерного p-n перехода БТ для кремния (Si); $S_E = 10\cdot10^{-10}$ м^2; $D_{B\,1} = D_{B\,2} = 2{,}6\cdot10^{-5}$ м^2/сек – коэффициенты диффузии ННЗ (электронов) в высокоомном p^- и в низкоомном p^+-p^- слоях базовой области для Si, соответственно; $W_B = 10^{-6}$ м; $\tau_{d\,C} = 0$.

На рис. 20 представлены графики зависимостей $f_T/f_{T\,мин}$ от d/W_B, рассчитанные по формулам (89) и (90), и с учетом выражения (15) для параметра ϑ_B величины K_B, из которых следует оптимальное значение отношения d/W_B: $0{,}1 < d/W_B < 0{,}5$.

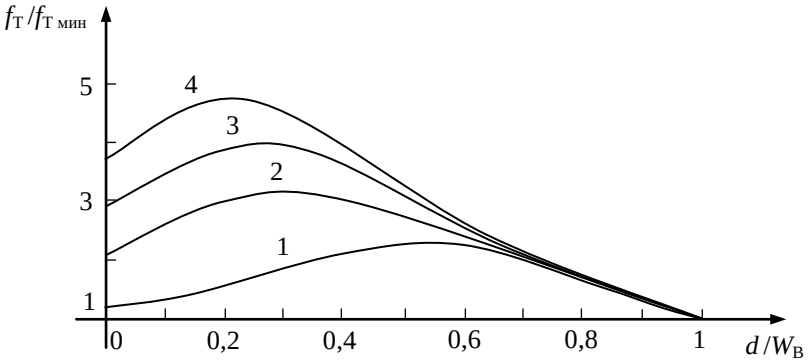


Рис. 20. Рассчитанные зависимости $f_T/f_{T\,мин}$ от d/W_B при разных значениях K_B для предложенного БТ на рис. 19: $K_B = 0{,}81$ (кривая 1); 0,486 (2); 0,347 (3); 0,27 (4)

Алгоритм технологического процесса изготовления активной части предложенного БТ на рис. 19 может быть произведен операциями следующей последовательности: 1- первое эпитаксиальное наращивание слоя n- полупроводника, например n^-- типа проводимости, с равномерным низким уровнем легирования на подложке n^{++}- того же типа проводимости с равномерным высоким уровнем легирования (рис. 19, а); 2- методом диффузии формируется низкоомный базовый слой p^+-p^-- типа проводимости с градиентом

($-\partial N_a/\partial y$) концентрации N_a легирующей акцепторной примеси; 3- второе эпитаксиальное наращивание слоя полупроводника p^-- типа проводимости с равномерным низким уровнем легирования при сравнительно низкой температуре выращивания; 4- методом ионной имплантации формируется низкоомный слой эмиттера n^+- типа проводимости с высоким уровнем легирования.

Второй вариант предложенного БТ [53] показан на рис. 21.

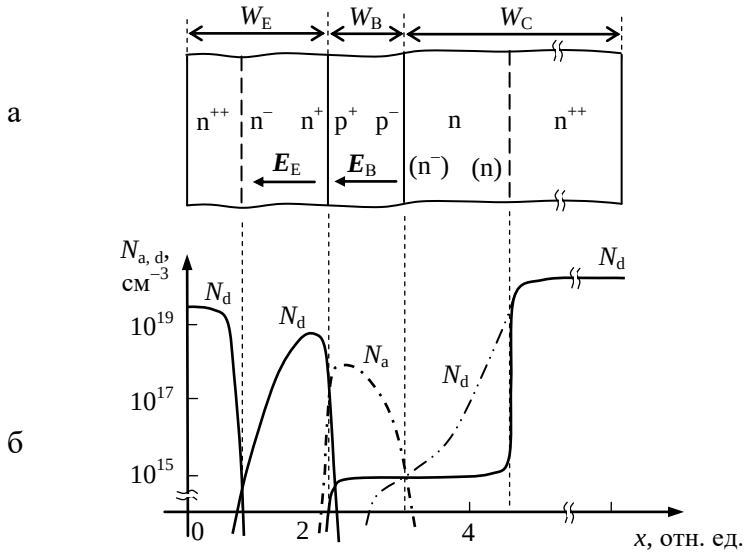


Рис. 21. Порядок распределения полупроводниковых слоев в активной части эмиттера-базы-коллектора предложенного второго варианта БТ (а) и зависимости распределения концентраций $N_{a,\,d}$ соответствующих легирующих примесей в них (б)

Из рис. 21 видно, что сущность второго предложения заключается в уменьшении времени $\tau_{d\ E}$ задержки сигнала в эмиттерной области W_E, который переносится инжектируемыми из базы ННЗ. Это обеспечивается путем изготовления эмиттерной области W_E с поперечным градиентом ($\partial N_d/\partial x$) концентрации N_d – n^+- n^-- легирующей донорной примеси $N_{d\ (E)}$ в ней и тем самым обеспечивающим встроенное квази-электрическое поле $\boldsymbol{E}_E$, направленного в сторону эмиттерного контакта БТ. Кроме того, это обеспечивает уменьшение барьерной емкости C_E эмиттерного p-n перехода, и тем самым обеспечивает увеличение предельных частот f_T, f_{max} и $f_{пред}$ ($f_{h21\ b}$, $f_{h21\ e}$), а также обеспечивает увеличение $U_{EB\ max}$.

Алгоритм технологического процесса изготовления активной части предложенного БТ может быть произведен операциями следующей последовательности: 1- первое эпитаксиальное наращивание слоя полупроводника, например n- типа проводимости, с равномерным среднем уровнем легирования на подложке n^{++}- того же типа проводимости с равномерным высоким уровнем легирования, и этим создается слой коллекторной области W_C (рис. 21, а); 2- методом диффузии формируется низкоомный базовый слой p^+- p^-- типа проводимости с соответствующим градиентом ($-\partial N_a/\partial x$) концентрации N_a легирующей примеси; 3- второе эпитаксиальное наращивание слоя полупроводника n-типа проводимости и во время его наращивания вводится необходимое количество легирующей примеси N_d для получения соответствующего градиента ($\partial N_d/\partial x$) концентрации N_d – n^--n^+- того же типа проводимости; 4- методом ионной имплантации формируется слой эмиттера n^{++}- типа проводимости с высоким уровнем легирования. На рис. 22 показан разрез планарной структуры БТ, изготовленной предложенным способом.

В § 1.2 показано, что для улучшения ИЧС и ФС в режиме насыщения БТ необходимо обеспечивать условие $t_{s\ C} > t_{s\ B}$. Поэтому с этой целью в высокоомном слое n-

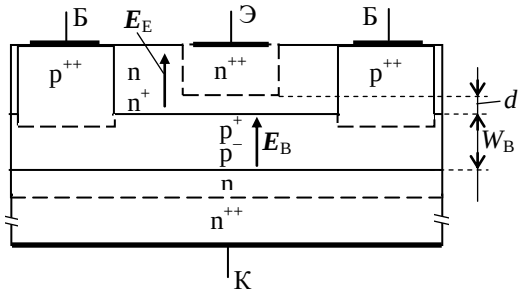


Рис. 22. Поперечный разрез планарной структуры предложенного второго варианта БТ, соответствующая его активной части на рис. 21

коллектора БТ необходимо создать градиент (∂N_d /∂ x) легирующей примеси N_d, направленный в сторону низкоомной подложки n^{++}- (рис. 21, б – кривая — ·· —). Этот градиент (∂N_d /∂x) создается во время наращивания первого эпитаксиального слоя n-, путем введения необходимого количества легирующей примеси N_d для получения соответствующего градиента (∂N_d /∂x) ее легирования – n^{-}-n- слой на рис. 21.

Третий вариант предложенного БТ [54] показан на рис. 23.

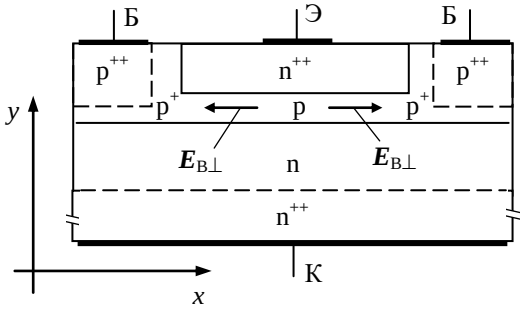


Рис. 23. Поперечный разрез планарной структуры предложенного третьего варианта БТ с поперечным градиентом $|\partial N_a /\partial x|$ – p^+-p-p^+ концентрации легирующей примеси N_a в его базе

Из рис. 23 видно, что сущность предложения заключается в уменьшении не желаемого эффекта Флетчера путем создания в базовой области БТ радиального продольного градиента $|\partial N_a /\partial x|$ – p^+-p-p^+ легирующей примеси N_a, направленного от центра активной зоны в эмиттерной области n^{++}- к периферии пассивных зон p^{++}- базы. Этим обеспечивается увеличение тока $I_{C\ max}$ и тем самым мощности P_{max}, т. к. плотность инжекционного тока через эмиттерный p-n переход получается более однородной, из-за действия встроенных квази-электрических полей $\boldsymbol{E}_{B\perp}$, направленных в сторону пассивных базовых областей p^{++}- структуры БТ. Из за этого также улучшаются ИЧС, ФС и ГС предложенного БТ, т. к. встроенное продольное квази-электрическое поле $\boldsymbol{E}_{B\perp}$ выпрямляет траектории движения ННЗ в базе от краев эмиттера до коллектора, что тоже уменьшает длительность ПХ из-за возрастания ее крутизны нарастания.

Алгоритм технологического процесса изготовления активной части структуры предложенного БТ (рис. 23) из Si может быть произведен операциями следующей последовательности: 1- в эпитаксиальном слое n- с равномерным низким уровнем легирования, нанесенном на подложке n^{++}- типа проводимости с высоким уровнем легирования, которые при этом являются исходным материалом коллекторной области БТ, через радиальное окно оксидной маски вытравливается радиальная яма и этим формируется меза-выступ; 2- методом диффузии через боковые поверхности меза-выступа формируется базовая область p- типа проводимости с продольным градиентом $|\partial N_a /\partial x|$ – p^+-p- концентрации N_a легирующей примеси в ней; 3- методом второй диффузии

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

или ионной имплантации через торец меза-выступа формируется эмиттерная область n^{++}-типа проводимости с высоким уровнем легирования. В другом варианте изготовления предложенного БТ продольной градиент $|\partial N_a / \partial x|$ – p^+-р- концентрации N_a легирующей примеси в базе создается ионной имплантацией с электрически управляемым пучком во времени.

Четвертый вариант предложенного БТ [55] показан на рис. 24.

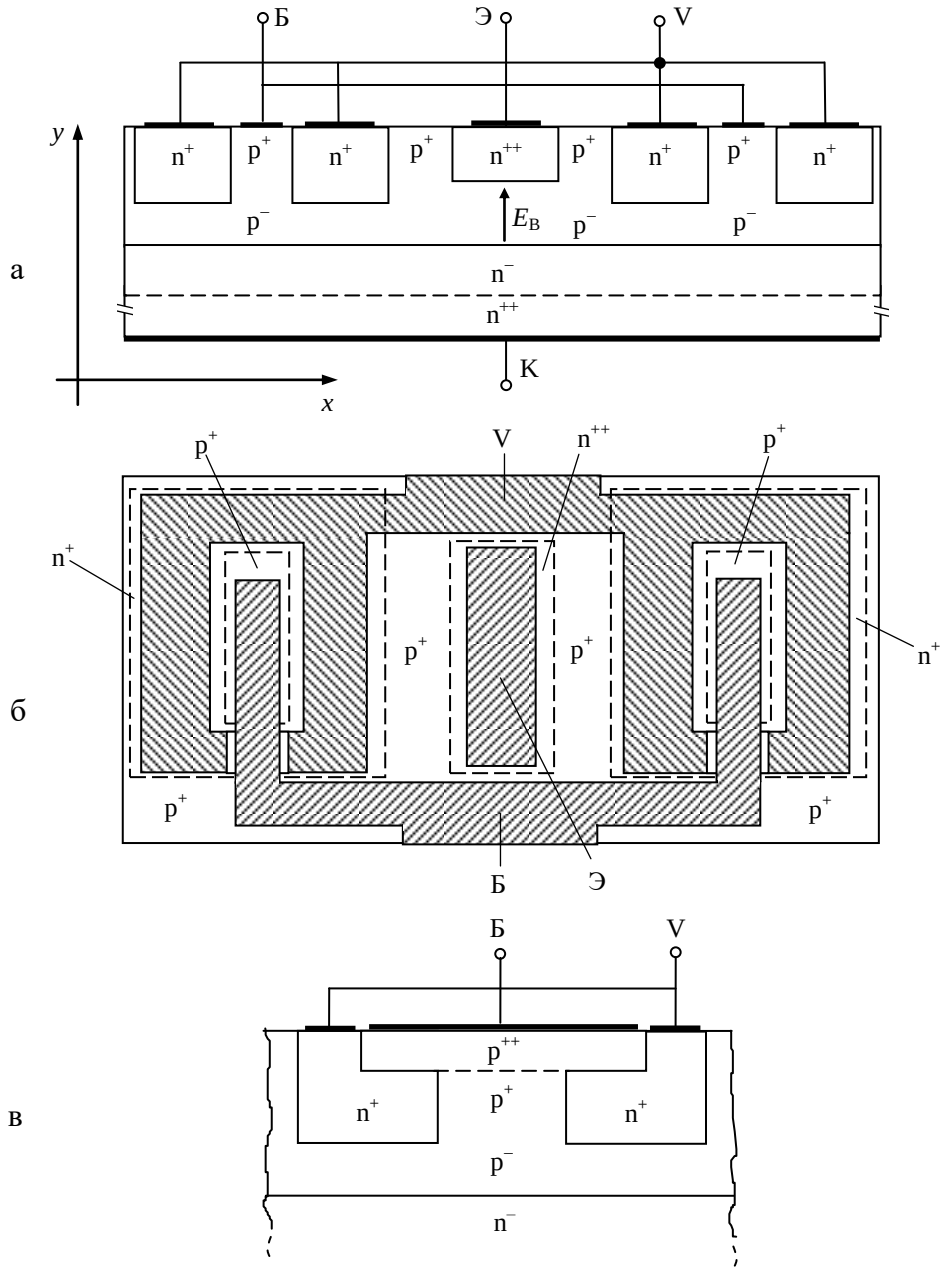


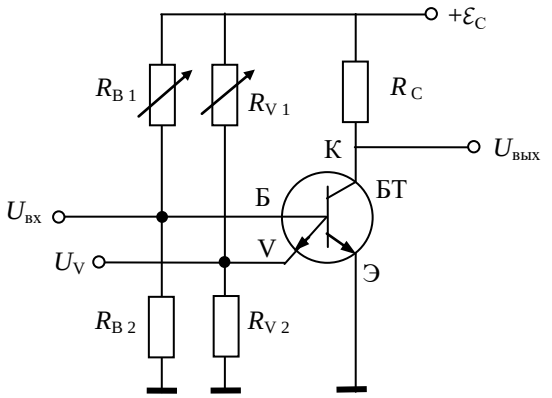
Рис. 24. Поперечный разрез планарной структуры предложенного БТ с дополнительными полупроводниковыми областями n^+- в пассивной части базы (а), его топология с верху (б) и технологический вариант выполнения дополнительных областей n^+-, обеспечивающих условия для эффективного расширения ООЗ в приконтактной области p^{++}- базы, расположенной внутри кольцевых структур областей n^+- (в)

Из рис. 24 видно, что сущность предложения заключается в ведении дополнительных полупроводниковых областей n^+- (рис. 24, а) в пассивной части базы БТ, которые окружают омические контакты Б базы и снабжены дополнительными омическими контактами V. Там же на рис. 24, в, показан технологический вариант

выполнения дополнительных областей n^+-, обеспечивающий условия для эффективного расширения области объемного заряда (ООЗ) в приконтактную область p^+- базы, расположенную внутри кольцевых структур областей n^+-.

Схемотехнический вариант обозначения предложенного БТ (рис. 24), способ его управления в схеме с ОЭ и входная ВАХ представлены на рис. 25.

а



б

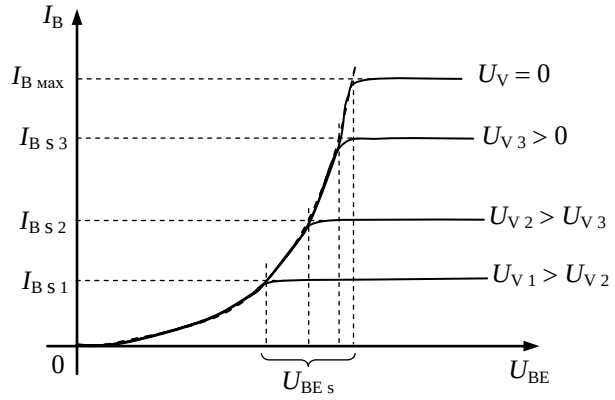


Рис. 25. Схемотехнический вариант обозначения предложенного БТ и способ его управления в схеме с ОЭ (а), входная ВАХ такого БТ (б)

Из рис. 25 видно, что принцип действия предложенного БТ (рис. 24) в схеме с ОЭ заключается в том, что с возрастанием амплитуды входного сигнала $U_{вх} = U_{BE}$ (рис. 25, а) базовый ток I_B возрастает по экспоненциальному закону (рис. 25, б) и при достижении определенной величины $I_{B\,s}$ – базовый ток насыщения: $I_B\,(U_{BE})|_{U_{BE} \geq U_{BE\,s}} = I_{B\,s} \cong \text{const}$. Это обусловлено тем, что наличие в предложенном БТ дополнительных областей n^+- (рис 24 и рис. 25, в) позволяет обеспечить условия для эффективного расширения ООЗ в приконтактной области p^+- базы. При напряжении $U_V = 0$ и с увеличением $U_{вх} > 0$, ток I_B базы возрастает до максимального значения $I_{B\,max}$, а с дальнейшим увеличением напряжения $U_{вх}$ остается постоянным – $I_B = I_{B\,max} \cong \text{const}$ (рис. 25, б). Это происходит потому, что при $I_B = I_{B\,max}$, ООЗ p-n переходов, образующихся между дополнительными областями n^+- и приконтактной области p^+- пассивной части базы, смыкаются и полностью ее перекрывают. С увеличением напряжения $U_V > 0$ и при условии $U_{VB} = U_V - U_B > 0$ – напряжение между электродами V и Б, где напряжения U_V и U_B задаются резисторными делителями напряжения $R_{V\,1}||R_{V\,2}$ и $R_{B\,1}||R_{B\,2}$, соответственно, ограничение тока I_B происходит при меньших значениях I_B: $I_{B\,max} > I_{B\,s\,3} > I_{B\,s\,2} > I_{B\,s\,1}$, которые задаются при $U_V < U_{V3} < U_{V2} < U_{V1}$, и т. д. до максимальной величины $U_{VB\,max} > 0$, при которой ООЗ в приконтактной области p^+- базы (рис. 24) смыкаются под действием обратно смещающего напряжения U_{VB}. Отсюда следует, что при $U_{VB} \geq U_{VB\,max}$, ток $I_B \approx 0$ для любых значений $U_{вх}$ и БТ полностью закрыт управляющим напряжением U_V. Таким образом, с изменением напряжения U_V, ток I_B базы ограничивается на определенном уровне и тем самым исключается эффект насыщения БТ, что повышает скорость его

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

выключения в импульсном режиме работы, из-за отсутствия фазы рассасывания ННЗ из областей базы и коллектора предложенного БТ. Наличие эффекта насыщения тока I_B позволяет переключать такого БТ с большими амплитудами напряжения $U_{o\ вх}$ входного ПИ, что существенно уменьшает время включения $t_{вкл}$, а также исключает необходимость применения последовательно включенного ограничивающего резистора R_B в цепи базы БТ, благодаря чему дополнительно повышается импульсное быстродействие предложенного БТ. Кроме того, при U_{BE} = const > 0, с изменением напряжения U_V, ток I_B базы тоже изменяется и это расширяет функциональные возможности электронных устройств, построенных с применением предложенного БТ, так как его управление возможно по двум независимым входам: $U_{вх}$ и U_V. Эти свойства предложенного БТ можно использовать, например, в устройствах модуляции, перемножения сигналов и т. п. Далее, по сравнению с известным методом исключения насыщения БТ путем применения диода Шоттки, при помощи которого шунтируется p-n переход коллектора [25, 37], предложенный БТ отличается малыми значениями коллекторной барьерной емкости C_C, тогда как у БТ- Шоттки эта емкость получается до 10 и более раз больше. Это приводит к существенному искажению формы ПХ включения ТК с применением БТ- Шоттки из-за эффекта просачивания входного ПИ в нагрузку ТК, и этим ограничивает применение БТ-Шоттки для генерирования или формирования метрологических ПИ [56].

Алгоритм технологического процесса изготовления активной части предложенного БТ (рис. 24) может быть произведен операциями следующей последовательности: 1- в эпитаксиальном слое n^-- типа проводимости, с равномерным низким уровнем легирования, нанесенном на подложке n^{++}- типа проводимости, с высоким уровнем легирования, методом диффузии формируется базовая область p- типа с поперечным градиентом $(\partial N_a/\partial y)$ – p^+-p^- концентрации $N_a(x)$ легирующей примеси; 2- методом второй диффузии формируются сильно легированные области n^{++}- эмиттера и дополнительные области n^+-, окружающие приконтактные области p^+- базы; 3- в заключении формируются омические контакты Э, Б и V к соответствующим областям предложенного БТ, а также контакт коллектора к соответствующим областям подложки n^{++}-n^--.

2.2. Модификация структуры БТ, изготовленного в разнотипном полупроводнике (варизонные полупроводники с гетеропереходами)

ИЧС, ФС, ГС и усилительные свойства БТ существенно улучшаются при использовании в нем гетеропереходов (ГП) и при создании встроенных электрических полей (ВЭП) в соответствующих областях БТ, которые создаются за счет изменения ширины запрещенной зоны ΔE_g с координатой x (варизонные области (ВО)) [57–59]. Благодаря этому нет необходимости в более сильном легировании соответствующих областей БТ относительно друг друга, с целью получения высоких значений коэффициентов $h_{E,\,e}$, $h_{B,\,b}$, $h_{C,\,c}$, и тем самым коэффициента передачи тока h_{21}.

Зонная структура p-N гетероперехода (где здесь и далее большая буква N или P означает более высокое значение ΔE_g в соответствующей области p-n перехода БТ) показана на рис. 26, а и б, откуда видно, что в ГП, из-за $\Delta E_{gg} = \Delta E_{g\ N} - \Delta E_{g\ p}$, возникающее встроенное электрическое поле $\boldsymbol{E}_{встр}$ оказывает различное влияние на электроны (●) и дырки (o) при прямом смещении ГП. Так, поле $\boldsymbol{E}_{встр}$ препятствует току I_p дырок из p- области в N-область и стимулирует свободный поток электронов I_n из N- области в p- область, чем обеспечивается высокая эффективность инжекции электронов n, близкой к единице: $h_{E,\,e} \Rightarrow 1$ при любых соотношениях уровней легирования N- и p- областей ГП.

В общем случае движение носителей заряда в полупроводниках обусловлено двумя процессами: *диффузией*, под действием градиента $\partial n/\partial x$ или $\partial p/\partial x$ их концентрации $n(x)$ или $p(x)$, и *дрейфом*, под действием градиента $\partial\varphi/\partial x$ потенциала $\varphi(x)$ в электрическом поле $\boldsymbol{E}$, причем дрейфовый перенос происходит значительно быстрее процесса переноса

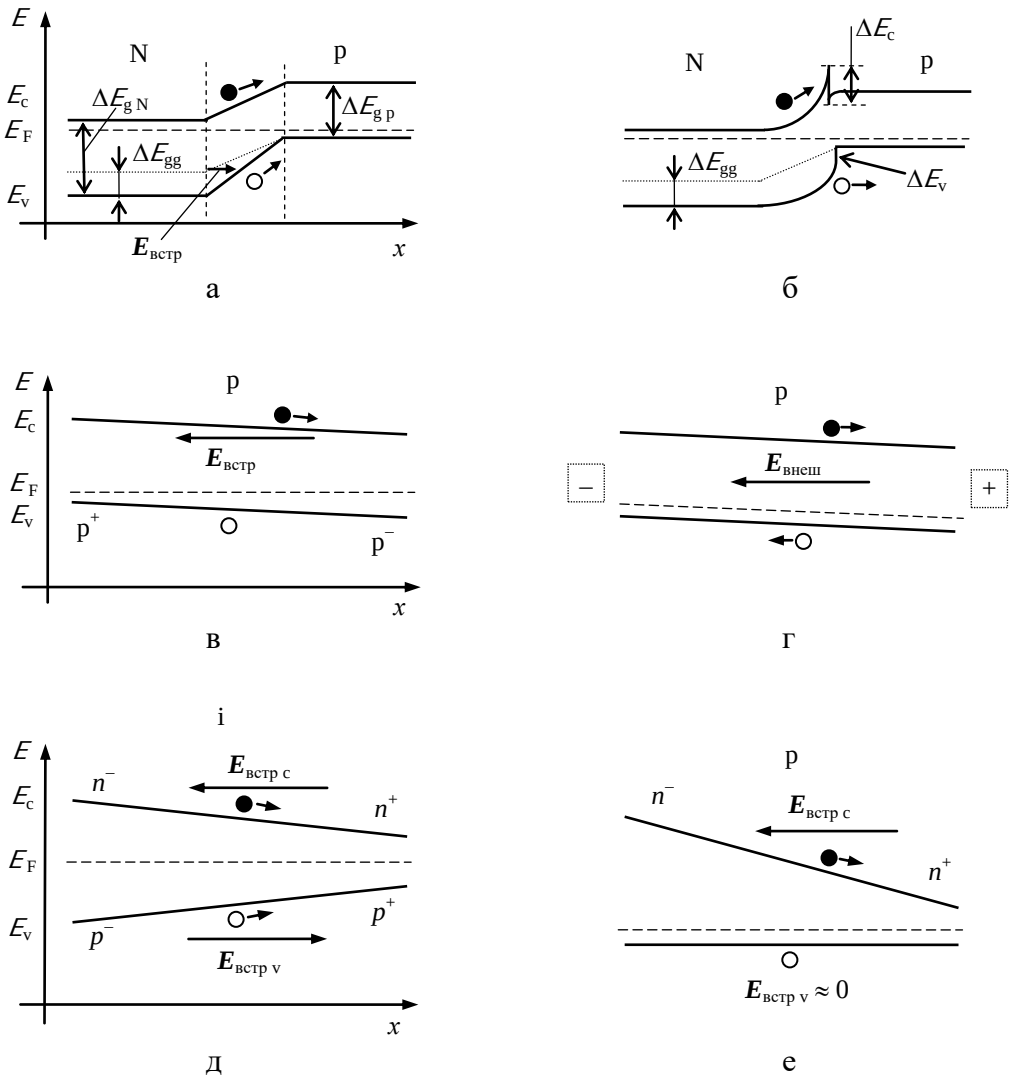


Рис. 26. Зонная структура плавного (а) и резкого (б) p-N гетероперехода и основные физические принципы создания условий для дрейфового переноса ННЗ в полупроводнике, например p- типа проводимости: 1- путем легирования примесями N_a с градиентом $\partial N_a / \partial x$ их концентрации $N_{a,\,d}(x)$ вдоль направления x (в); 2- за счет действия внешнего электрического поля $\boldsymbol{E}_{внеш}$ (г); 3- путем применения ВП i- типа проводимости (д); 4- путем применения легированного ВП p- типа проводимости (е)

за счет диффузии. Основные физические принципы создания условий для дрейфового переноса ННЗ в полупроводнике, например p- типа проводимости, показаны на рис. 26, в–е. Метод легирования примесями $N_{a,\,d}$ с градиентом $\partial N_{a,\,d} / \partial x$ их концентрации $N_{a,\,d}(x)$ вдоль направления x (рис. 26, в) позволяет создать ВЭП ($\boldsymbol{E}_{встр}$) за счет диффузии ОНЗ, в процессе которой устанавливается термодинамическое равновесие с встроенным квази-электрическим полем $\boldsymbol{E}_{встр}$, которое, в свою очередь, ускоряет или замедляет движение ННЗ в неоднородно легированном полупроводнике. Однако этот метод имеет основной недостаток при высоких уровнях инжекции ННЗ, т. к., из-за условия выполнения квазинейтральности, приток ОНЗ восстанавливает энергетический уровень E_F Ферми параллельно потолку E_v валентной зоны или дну E_c зоны проводимости, что в итоге приводит к исчезновению ВЭП ($\boldsymbol{E}_{встр} \Rightarrow 0$) и движение ННЗ происходит только за счет процесса диффузии. Условие дрейфа в однородно легированном полупроводнике создается за счет приложения внешнего электрического поля $\boldsymbol{E}_{внеш}$ (рис. 26, г), который

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

действует одновременно на ННЗ и ОНЗ, заставляя их двигаться в противоположные направления и тем самым обеспечивая дрейфовый ток $I_{\text{дрф}} = I_{\text{n}} + I_{\text{p}}$. Этот метод действует в обратно смещенном p-n переходе или в канале полевого транзистора. Наиболее современный метод создания ВЭП осуществляется применением варизонных полупроводников (ВП) (рис. 26, д и е), где дрейф ОНЗ и ННЗ обусловлен переменной шириной $\Delta E_{\text{g}}(x) = E_{\text{c}}(x) - E_{\text{v}}(x)$ запрещенной зоны полупроводника, причем направления дрейфа ОНЗ и ННЗ совпадают и направлены в сторону уменьшения $\Delta E_{\text{g}}(x)$, т. е. против градиента $\partial \Delta E_{\text{g}} / \partial x$. При легировании ВП соответствующими примесями $N_{\text{a, d}}$, ВЭП действует только на ННЗ (рис. 26, е), причем в легированном ВП величина ВЭП возрастает. Основным достоинством метода ВП является возможность получения значительных величин ВЭП и тем самым при сравнительно больших размерах структуры сохранить малые времена t_{d} пролета ННЗ через область ВП, особенно при ее сильном легировании для получения малых сопротивлений областей ВП. Следующим – основным достоинством метода ВП является то, что при высоких уровнях инжекции действие ВЭП в ВП не исчезает.

На рис. 27 показаны порядок распределения полупроводниковых слоев в активной части предложенного n-p-n БТ, зависимости $N_{\text{a, d}}(x)$ распределения концентрации $N_{\text{a, d}}$ легирующей примеси в них и энергетическая диаграмма $\Delta E_{\text{g}}(x)$ структуры с применением в его областях ВП и ГП.

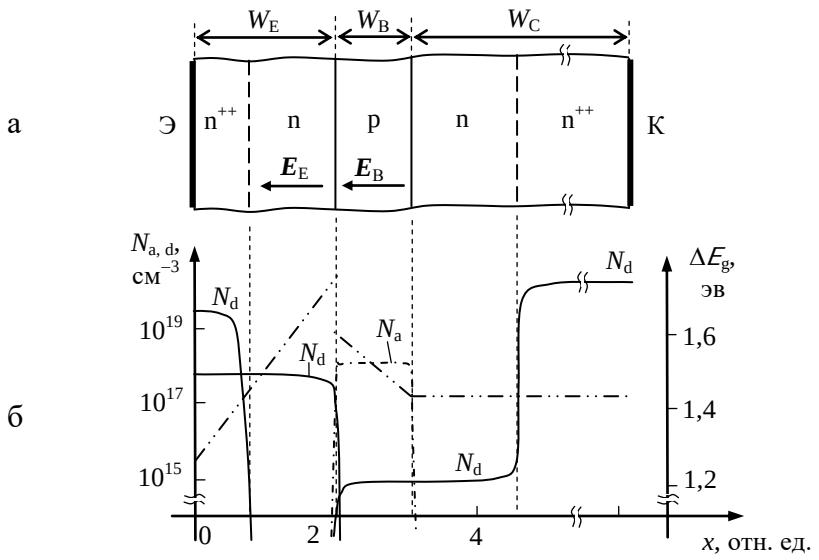


Рис. 27. Порядок распределения полупроводниковых слоев в активной части предложенного БТ с ВП и ГП (а) и зависимости $N_{\text{a, d}}(x)$ распределения концентрации $N_{\text{a, d}}$ легирующей примеси с энергетической диаграммой $\Delta E_{\text{g}}(x)$ в структуре (б), здесь: ——— зависимости $N_{\text{a, d}}(x)$; –··–··– – $\Delta E_{\text{g}}(x)$

Из рис. 27 видно, что эмиттерный N-p ГП с $\Delta E_{\text{g E}}$ в эмиттерной области n- типа проводимости больше $\Delta E_{\text{g B}}$ в базовой области p- типа проводимости и это позволяет базовую область легировать сильнее, чем эмиттерную область, что существенно уменьшает сопротивление $r_{\text{b'b}}$ базовой области и тем самым увеличивает f_{max}. Коллекторный p-n переход предложенного БТ тоже должен быть образован n-P ГП с $\Delta E_{\text{g B}}$ в базовой области больше $\Delta E_{\text{g C}}$ в коллекторной области, что обеспечивает отсутствие инжекции ННЗ из коллектора в базу в режиме насыщения, и тем самым уменьшаются времена t_{s} и t_{f} при желаемом условии $t_{\text{s C}} \geq t_{\text{s B}}$. Кроме варизонности базы, в которой $\Delta E_{\text{g B-E}}$ при эмиттере сделана больше $\Delta E_{\text{g B-C}} < \Delta E_{\text{g B-E}}$ при коллекторе, что обеспечивает дрейфовое движение ННЗ в базе при любых уровнях инжекции, в предложенном БТ

эмиттерная область тоже сделана варизонной, причем $\Delta E_{g\ E\text{-}o}$ при поверхности – омического контакта Э эмиттера сделана меньше $\Delta E_{g\ E\text{-}B}$ при базовой области, т. е. $\Delta E_{g\ E\text{-}B} > \Delta E_{g\ E\text{-}o}$, что существенно уменьшает задержку $\tau_{d\ E}$ сигнала в эмиттере и тем самым увеличиваются частоты f_T, f_{h21} и f_{max}. Для обеспечения желаемого условия $t_{s\ C} > t_{s\ B}$, низколегированная коллекторная область n- типа проводимости тоже может быть сделана варизонной с $\Delta E_{g\ C\text{-}B}$ при базовой области меньше $\Delta E_{g\ C\text{-}п}$ при высоколегированной подложке – теплоотводе БТ, т. е. $\Delta E_{g\ C\text{-}п} > \Delta E_{g\ C\text{-}B}$, что обеспечивает дополнительное уменьшение t_f в режиме насыщения БТ.

Алгоритм технологического процесса изготовления активной части предложенного БТ с ГП и ВП в его областях (рис. 27) может быть произведен методом тройной эпитаксии с операциями следующей последовательности: 1- первое эпитаксиальное наращивание полупроводникового слоя n- типа проводимости на подложке n^{++}- типа проводимости с равномерным высоким уровнем легирования, или в другом варианте наращивается эпитаксиальный слой ВП n- типа проводимости с уменьшающейся величиной $\Delta E_g(x)$ в сторону эмиттера Э, которые обеспечивают коллекторную область с равномерным низким уровнем легирования, или с ВЭП в коллекторной области; 2- на выращенном эпитаксиальном слое n- типа проводимости проводится второе эпитаксиальное наращивание базового слоя ВП p^{+}- типа проводимости с равномерным более высоким уровнем легирования и с возрастающей величиной $\Delta E_g(x)$ в сторону эмиттера Э; 3- на варизонную область базы p^{+}- типа проводимости проводится третье эпитаксиальное наращивание эмиттерного слоя ВП n- типа проводимости с равномерным несколько меньшим уровнем легирования и с уменьшающейся величиной $\Delta E_g(x)$ сторону эмиттерного контакта Э; 4- методом ионной имплантации или методом диффузии формируется приповерхностный слой эмиттера с высоким уровнем легирования n^{++}- типа проводимости. Разрез планарной структуры предложенного БТ с ГП и ВП, изготовленного методом тройной эпитаксии соответствует показанной на рис. 22.

Для теоретического учета влияния ВП в базе БТ, в выражении (57) расчета постоянной времени задержки $\tau_{d\ B}$ сигнала в базе, коэффициент K_B (90) необходимо выразить через значение ϑ_B с прибавлением к правой части их выражений (14) и (15) дополнительного члена $\Delta E_{gg\ B}/(2\cdot k\cdot T)$, здесь: $\Delta E_{gg\ B} = \Delta E_{g\ B\text{-}E} - \Delta E_{g\ B\text{-}C}$ – градиент $\Delta E_{g\ B}/\Delta x$; k – постоянная Больцмана.

Для осуществления БТ с ВП в его базе с первого взгляда наиболее пригодным может показаться твердый раствор $Al_xGa_{(1-x)}As$. Однако широко известные примеры конструктивного исполнения варизонных БТ (ВБТ) на $Al_x\ Ga_{1-x}\ As$ [59] оказываются сложными и малопригодными для применения в интегральной микроэлектронике. Другой альтернативой является применение ВП на основе твердого раствора $Si_xGe_{(1-x)}$ [60–67], которая хорошо согласуется с кремниевой планарной технологией изготовления БТ.

На рис. 28 показана зависимость ΔE_g твердого раствора $Si_xGe_{(1-x)}$ от его состава [68], из которой следует, что градиент увеличения ΔE_g в области 0–15 относительных % Si в Ge значительно превышает градиент роста ΔE_g в области составов, богатых кремнием.

Исходя из данных на рис. 28 и с учетом того, что для изготовления ВБТ на основе $Si_xGe_{(1-x)}$ будет использована кремниевая технология, целесообразно выбрать интервал состава Si от $x = 1$ до $x = 0{,}6$. С учетом этого эпитаксиальные слои $Si_xGe_{(1-x)}$ n- типа проводимости наращивались газотранспортным методом на кремниевые подложки n^{+}- типа проводимости с ориентацией {100} и {111} [69, 70]. После кристаллизации были получены варизонные слои с приблизительно прямолинейно изменяющимся значением параметра x по толщине, показанной на рис. 29.

Исследования изготовленных n-p-n ВБТ в ВП на $Si_xGe_{(1-x)}$ проводились при значениях x в пределах 0,7–0,95 (кривая 1 на рис. 29) и в интервале 0–0,5 (2) в толщинах ВП слоя $d_{ВП} = d_3$ от 0 до 3 мкм. Базовая область изготовленных ВБТ создавалась путем диффузии или имплантации бора (B) до 1–2 мкм и лежала в области $(d_2 - d_1)$ (рис. 29), а

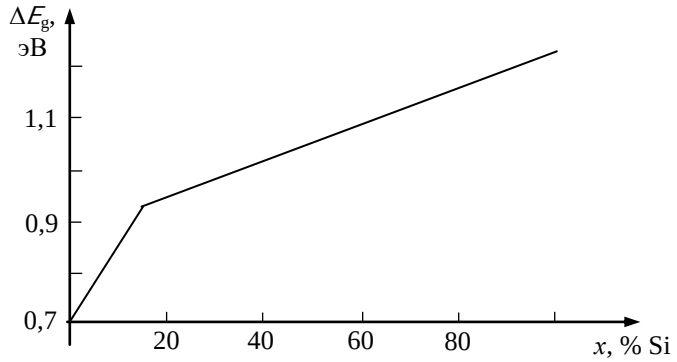


Рис. 28. Зависимость ширины запрещенной зоны ΔE_g в твердом растворе $Si_xGe_{(1-x)}$ от % состава Si, выраженного через параметр x

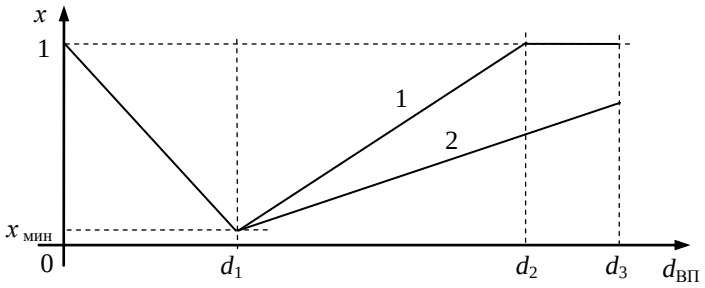


Рис. 29. Схематический вид изменения значении x по толщине $d_{ВП}$ варизонного слоя $Si_xGe_{(1-x)}$, здесь: $d_{ВП} = 0$ – поверхность подложки Si; d_1 – слой $Si_xGe_{(1-x)}$ с уменьшающимся ΔE_g; $d_2 - d_1$ (1) или $d_3 - d_1$ (2) – область увеличения ΔE_g; $d_3 - d_2$ – приповерхностный слой Si; d_3 – поверхность варизонного слоя $Si_xGe_{(1-x)}$ (d_1 = 0–2 мкм; d_2 = 1,5–3 мкм и d_3 = 0–1 мкм)

эмиттерная область создавалась путем диффузии фосфора (Р) до 0,5–1 мкм по технологическому маршруту, описанному в [71].

На рис. 30 показаны диаграммы энергетических зон n-p-n ВБТ в ВП на $Si_xGe_{(1-x)}$ в равновесном (рис. 30, а) и в рабочем (рис. 30, б) состоянии, а также показан разрез вертикальной структуры изготовленных образцов ВБТ (рис. 30, в).

Сплошными линиями на рис. 30, а и б, показаны конфигурации E_c и E_v, при условии резких p-n переходов ВБТ, а пунктирными линиями – в случае плавных p-n переходов, т. к. в работе [72] показано, что у плавных p-n ГП возможна конфигурация E_c с потенциальной ямой для электронов n_p в области p- типа проводимости. Поэтому на рис. 30, б, при помощи штрихпунктирной линии эта ситуация отображена возможной конфигурацией E_c с потенциальной ямой для ННЗ и с глубиной $\Delta E_{c\ B\text{-}E}$ в базе ВБТ, расположенной вблизи эмиттерного p-n перехода.

Экспериментальное исследование опытных образцов ВБТ в системе $Si_xGe_{(1-x)}$ проводилось при разных параметрах структуры ВБТ: толщинах W_B базы от 0,3 до 1 мкм; площадях S_E эмиттера – 4×4, 15×4 и 48×4 мкм^2; градиентах $\Delta E_{g\ B} / \Delta x$ в базе; степеней легирования N_E, N_B, N_C – эмиттера Э, базы Б и коллектора К, соответственно. Измерялись статические (входные и выходные ВАХ), динамические (барьерные емкости C_E, C_C) и временные (t_d, t_r, t_f, t_s) параметры переключение ВБТ в схемах с ОЭ и с ОБ, и при разных режимах управления – ГН или ГТ по методикам, изложенным в [1].

На рис. 31 представлены типичные выходные ВАХ, измеренные для ВБТ в схеме с ОЭ и с разными значениями W_B: 0,5 (рис. 31, а) и 1 мкм (рис. 31, б), из которых видно, что толщина W_B практически не влияет на величину коэффициента $h_{21\ E}$, который в данном случае $h_{21\ E} \cong 4$.

Для БТ изготовленных на основе Si при использовании тех же шаблонов и

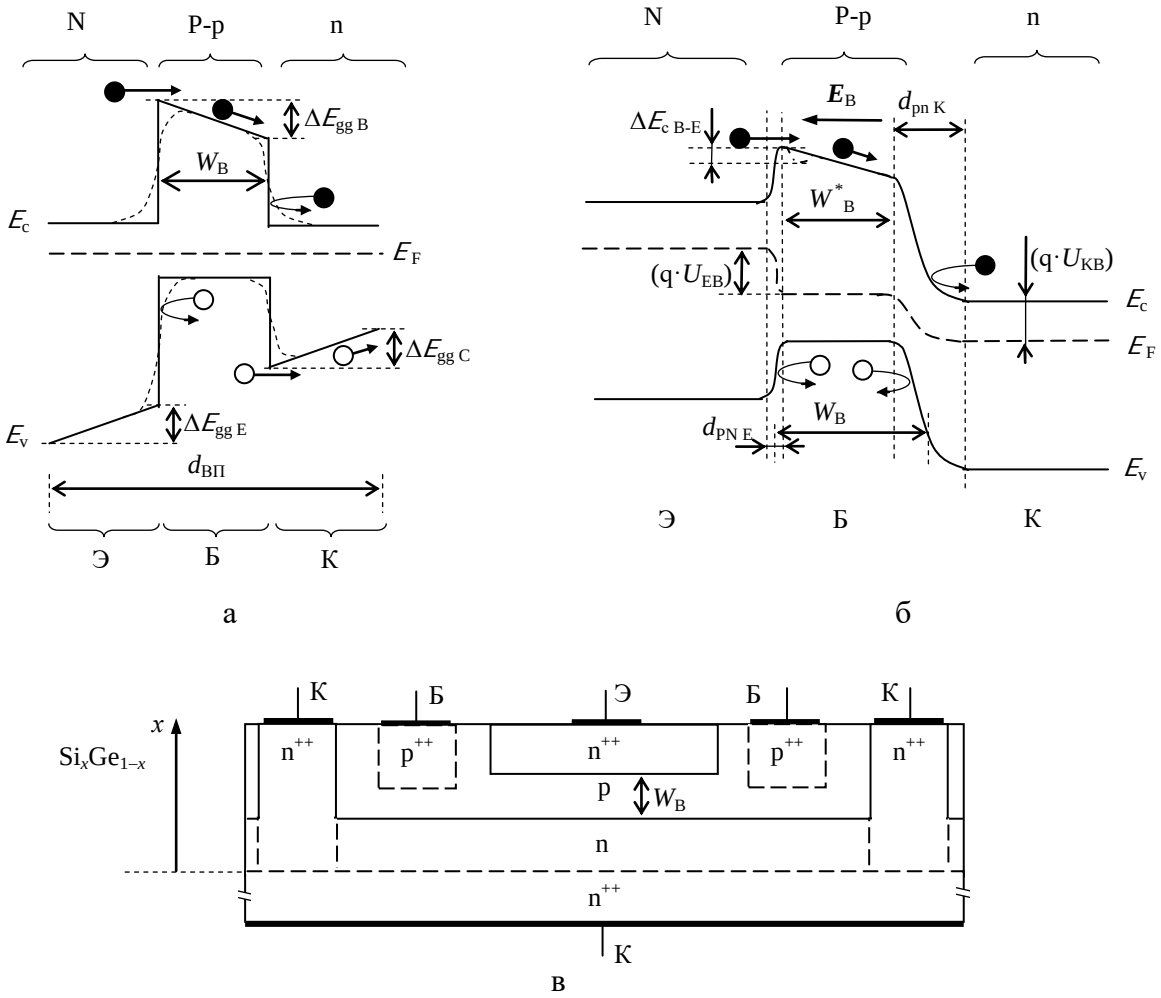


Рис. 30. Диаграммы энергетических зон n-p-n ВБТ в ВП на $Si_xGe_{(1-x)}$ в равновесном (а) и в рабочем (б) состоянии, а также разрез вертикальной структуры изготовленных образцов ВБТ (в), здесь W_B – металлургическая толщина, а W^*_B – толщина нейтральной части базовой области ВБТ

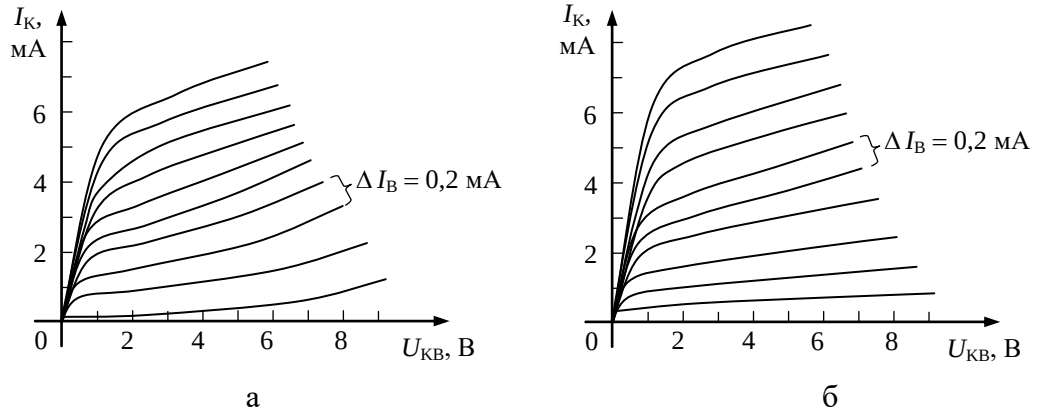


Рис. 31. Типичные выходные ВАХ в схеме с ОЭ опытных образцов ВБТ, изготовленных в ВП системы $Si_xGe_{(1-x)}$, с разными значениями W_B: 0,5 мкм (а) и 1 мкм (б)

технологических режимов изготовления, коэффициент $h_{21\,E}$ с изменением W_B в тех же пределах, изменялся от 50–100 до 200–300, т. е. на порядок и более. Одна из причин столь низких значений $h_{21\,E}$ = 2–10 для опытных образцов ВБТ в системе $Si_xGe_{(1-x)}$ может быть

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

связана с наличием потенциальной ямы для ННЗ в базе вблизи эмиттерного p-n перехода (рис. 30, б), а также существенно низкими значениями $\tau_{ef\,B}$, из-за наличия большого числа дислокаций в базовой области опытных образцов ВБТ. Первую возможность подтверждают результаты измерения зависимости величины барьерных емкостей C_E и C_C от соответствующих обратно смещающих напряжений U_{EB} и U_{CB}, показанных на рис. 32 для ВБТ с разными значениями W_B.

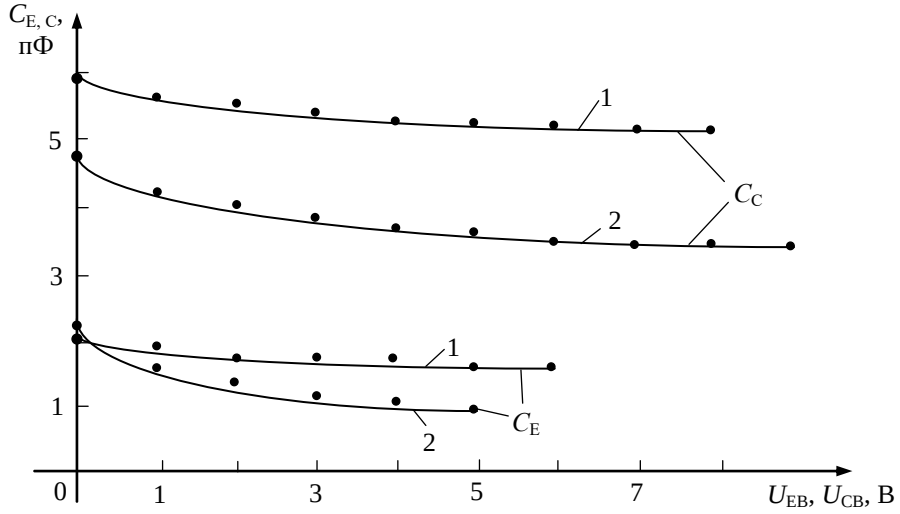


Рис. 32. Типичные зависимости величины барьерных емкостей C_E и C_C от соответствующих обратно смещающих напряжений U_{EB} и U_{CB} опытных образцов ВБТ, изготовленных в ВП системы $Si_xGe_{(1-x)}$, с разными значениями W_B: 0,5 мкм (1) и 1 мкм (2)

Из рис. 32 видно, что эти зависимости C_E (U_{EB}) и C_C (U_{CB}) более близкие известному закону описания зависимости барьерной емкости C_{pn} p-n перехода от напряжения обратного смещения U_{pn} для плавного p-n перехода [7, 20]:

$$C_{pn} = C_o \cdot (1 \pm U_{pn}/U_o)^{-n},$$

здесь: параметр n = 1/2 – для резкого и 1/3 – для плавного p-n перехода, соответственно; величина $U_o = \varphi_T \cdot \ln(n_{o\,n}/n_{o\,p}) = \varphi_T \cdot \ln(p_{o\,p}/p_{o\,n})$; φ_T – температурный потенциал; n_o и p_o – концентрация равновесных электронов $n_{o\,n,\,p}$ и дырок $p_{o\,n,\,p}$ в n- или p- области p-n перехода для соответствующего индекса.

На возможное наличие потенциальной ямы $\Delta E_{c\,B\text{-}E}$ в базе ВБТ для ННЗ в базе вблизи эмиттерного p-n перехода указывает факт отсутствия явной зависимости величины $h_{21\,E}$ от W_B. Другой причиной малого значения $h_{21\,E}$ у ВБТ в системе $Si_x\,Ge_{(1-x)}$ может быть связана с малой эффективной диффузионной длиной $L_{d\,B}$ инжектированных электронов в базу, что тоже может быть обусловлено большим количеством дефектов в ней. Для уточнения присутствия дислокаций в изготовленных образцах ВБТ исследовалась морфология поверхности слоев $Si_xGe_{(1-x)}$, результаты которых показали, что при малых значениях параметра $x \le 0{,}5$, наблюдаются сетки дислокационных линий. Эти сетки становятся малозаметными только при значениях параметра $x \ge 0{,}85$ и при более больших величинах $d_{ВП}$ (d_1 и d_2), а также при выращивании слоя $Si_xGe_{(1-x)}$ на подложке Si с ориентацией {100}. Наличие большого числа дефектов в базе ВБТ может ускорить процесс рекомбинации ННЗ с ОНЗ и этим обусловить малое значение $\tau_{ef\,B}$, а тем самым и низкое значение $h_{21\,E}$, из-за малости $L_{d\,B}$.

Измерение опытных образцов ВБТ и тестовых БТ на Si с разными W_B показали, что для БТ на Si высокие значения $h_{21\,E}$ = 100–200 сохраняются в широких пределах варьирования W_B: от 0,3 до 1 мкм. В то время для ВБТ в системе $Si_xGe_{(1-x)}$, при толщине W_B = 0,7–1 мкм, коэффициент $h_{21\,E}$ = 2–10. С уменьшением W_B до 0,3 мкм, величина

$h_{21\ E} \cong 100$ и более, однако столь высокие значения оказались связанными с возникающими каналами “прокола” базы ВБТ, из-за чего уменьшалось сопротивление эмиттер –коллектор в активной части базы и в выходных ВАХ таких ВБТ наблюдался резко выраженный “отрицательный” изгиб ветвей $I_K\ (U_{KB})|_{I_B\ =\ const}$ в области больших обратных U_{KB} (рис. 31, а).

ИЧС и ФС опытных образцов ВБТ на основе системы $Si_xGe_{(1-x)}$ экспериментально исследовались при переключении ВБТ разнополярными метрологическими ПИ с длительностью фронта $t_г$ перепада напряжения или тока в пределах от 0,15 до 0,2 нс [73].

На рис. 33 представлены типичные осциллограммы ПХ включения ВБТ в схемах с ОЭ и с ОБ, при разных режимах управления – ГН или ГТ, которые определялись величиной $R_г$.

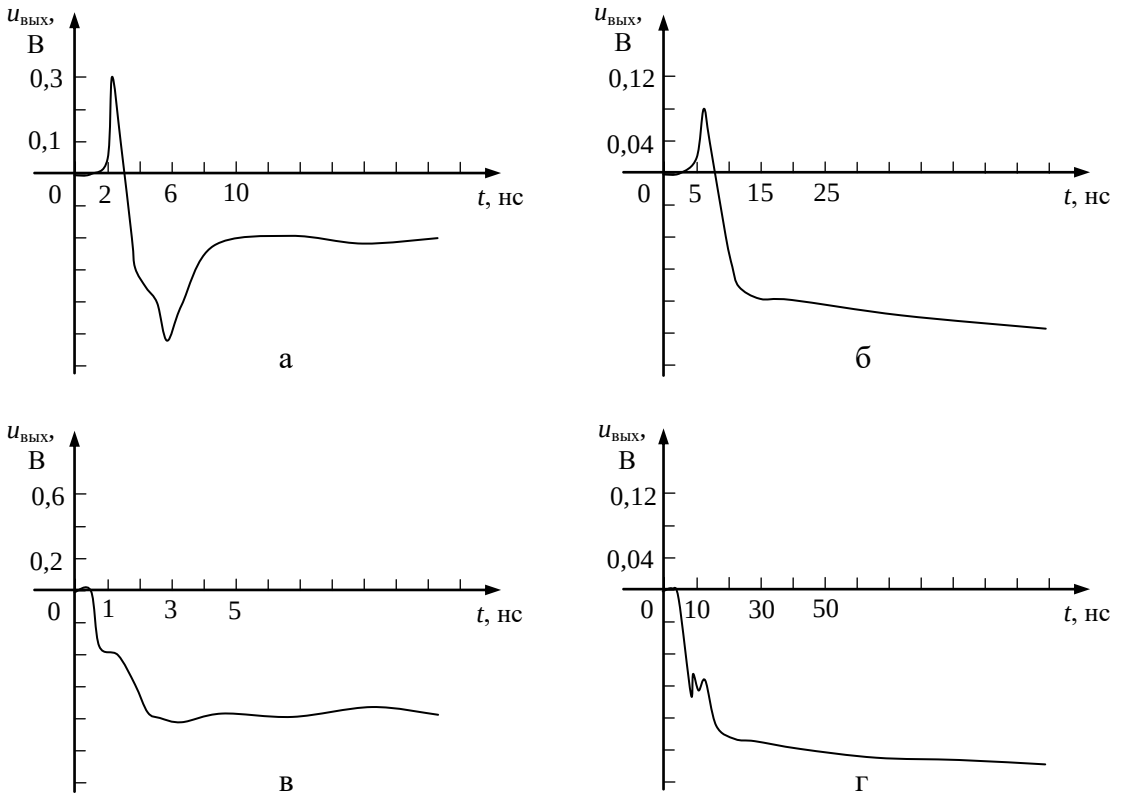


Рис. 33. Осциллограммы ПХ включения опытных образцов ВБТ, изготовленных в ВП системы $Si_xGe_{(1-x)}$, в схемах с ОЭ (а, б) и с ОБ (в, г), при разных режимах управления – ГН или ГТ, выраженных величиной $R_г$: $R_{г}$ = 50 Ом (а , в) и 875 Ом (б , г), при $K_s \cong 1$

Исследование ПХ включения большого количества с разными параметрами изготовленных опытных образцов ВБТ показало существенное влияние варизонности их структуры на импульсное быстродействие ТК, т. к. получены времена задержки $t_d \le 0{,}3$ нс (в схеме с ОЭ) и $t_d \le 0{,}2$ нс (в схеме с ОБ), а времена фронта $t_r \le 0{,}5$ нс (ОЭ) и $t_r \le 0{,}2$ нс (ОБ). В то время в тестовых БТ на Si, с аналогичными размерами структуры, эти времена были на 1–2 порядка больше. Исследование ПХ выключения ВБТ показало отсутствие эффекта накопления избыточного неравновесного заряда $Q_{s\ BC} \cong 0$ в режиме насыщения ВБТ и, как следствие, время рассасывания $t_s \approx 0 = const$ при $K_s > 1$. Отсутствие накопления заряда $Q_{s\ C}$ в области коллектора ВБТ объясняется действием ВЭП варизонности в коллекторе (рис. 30, а и б), вследствие чего, инжектированные из базы дырки перебрасываются в высоколегированный слой коллектора, где и происходит их быстрая рекомбинация. Малый эффект накопления заряда $Q_{s\ B}$ в области базы ВБТ объясняется действием ВЭП варизонности в базе ВБТ, из-за чего, заграждающий барьер отражает

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

электроны n_n из n- коллектора. Исследование ПХ выключения показали, что у исследованных опытных образцов ВБТ время спада t_f = 0,7–1,5 нс (ОЭ) и t_f = 1–3 нс (ОБ), которое в основном определялась сравнительно большими параметрами структуры: $r_{c'c\,o}$ = 20–240 Ом, $r_{b'b\,o}$ = 175–10^3 Ом и $C_{C\,o}$ = 4–7 пФ.

Выводы:

1- экспериментально показано существенное влияние варизонности БТ на основе ВП системы $Si_xGe_{(1-x)}$ на ИЧС ТК и получены следующие времена ПХ переключения ТК: время задержки $t_d \le 0{,}3$ нс (ОЭ) и $t_d \le 0{,}2$ нс (ОБ); длительность фронта $t_r \le 0{,}5$ нс (ОЭ) и $t_r \le 0{,}2$ нс (ОБ); время спада t_f = 0,7–1,5 нс (ОЭ) и t_f = 1–3 нс (ОБ); время рассасывания $t_s \approx 0$ = const при $K_s > 1$ во всех схемах включения ВБТ;

2- критерием наличия варизонности в БТ является условие экспериментального наблюдения $t_s \approx 0$ = const при $K_s > 1$ во всех схемах включения ВБТ;

3- ВБТ в системе $Si_xGe_{(1-x)}$ отличаются сравнительно малыми значениями коэффициента $h_{21\,E}$ = 2–10, что обусловлено возможностью наличия потенциальной ямы для ННЗ в базе вблизи эмиттерного p-n перехода и присутствием сравнительно большого числа дефектов в базе, что уменьшает $\tau_{ef\,B}$ и тем самым обуславливает малую диффузионную длину $L_{d\,B}$ инжектированных электронов n_p в p- базе ВБТ;

4- ВБТ на основе ВП системы Si_x $Ge_{(1-x)}$ могут быть перспективными в интегральной кремниевой Si- технологии при изготовлении быстродействующих логических микросхем, для которых малые значения $h_{21\,E}$ не являются критичными.

2.3. Модификация структуры БТ для применения в схеме переключения тока

Известно [74–76], что наиболее быстродействующей схемой на БТ является схема переключения тока (СПТ) или дифференциальный усилитель (ДУ), в которой оба БТ работают в схемах “квази” с ОБ относительно эмиттерной цепи, или в схемах “квази” с ОЭ относительно базовых цепей. В классической – симметричной схеме ДУ управлением постоянного тока в общей цепи эмиттеров БТ достигается путем изменения относительных потенциалов баз БТ входным дифференциальным сигналом $\Delta u_{вх}(t)$.

Проведенные исследования [77–82] показали, что ИЧС и ФС СПТ, при управлении от недифференциального источника, существенно улучшаются при включении первого (входного) $БТ_1$, подключенного непосредственно к источнику $U_{вх}$ входного сигнала $u_{вх}(t)$, по схеме “квази” с ОК – с “заземленным” коллектором, а второго (выходного) $БТ_2$ – по схеме максимально приближенной к схеме “квази” с ОБ, т. е. с минимальным сопротивлением R_B в цепи его базы. Однако в § 1.1 показано, что в режиме БС и в активной области работы, в зависимости от режима управления ГН или ГТ, быстродействие БТ определяется изменением преобладающего влияния процесса рекомбинации ОНЗ с ННЗ в базе БТ с постоянной времени $\tau_{ef\,B}$ (при управлении от ГТ в схемах с ОЭ и с ОК (ЭП)), или процесса переноса инжектированных ННЗ через базу БТ с постоянной времени $\tau^*_d = 1/(2\cdot\pi\cdot f^*_{h21\,b})$, при управлении от ГН во всех схемах включения БТ, или с большей постоянной времени $\tau_d = 1/(2\cdot\pi\cdot f_{h2\,1\,b})$, при управлении от ГТ в схеме с ОБ. Поэтому в известных и нами усовершенствованных СПТ нельзя достичь максимального быстродействия, применяя обычные БТ и ВБТ, т. к. их эмиттеры в СПТ управляются от ГТ, а в базовых цепях имеются резисторы $R_{B\,1,\,2}$ с определенными достаточно большого значения сопротивлениями, как правило, $R_{B\,1,\,2} > 1$ кОм.

Первый вариант предложенной планарной структуры двух транзисторного элемента (ДТЭ) для СПТ и схема его включения, в котором решена выше изложенная проблема повышения быстродействия СПТ, показаны на рис. 34 [83].

Из рис. 34 видно, что сущность предложения заключается в разделении выступом 2

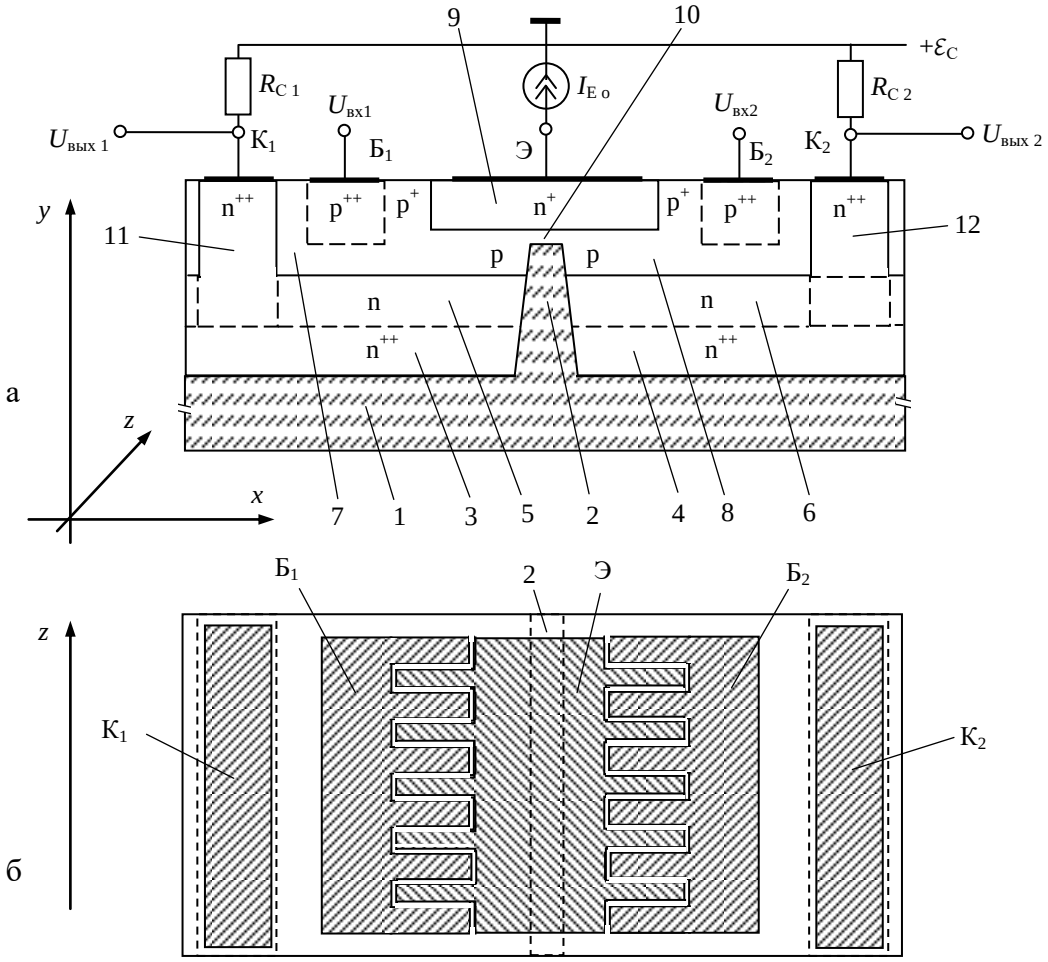


Рис. 34. Разрез первого варианта планарной структуры ДТЭ для СПТ со схемой его включения (а), и планарный вид конфигурации омических контактов (б), здесь цифрами обозначено: 1 – диэлектрическая подложка; 2 – диэлектрический выступ; 3, 4 – скрытые высоколегированные n^{++}- области коллекторов $К_{1,\,2}$; 5, 6 – скрытые низколегированные n- области коллекторов $К_{1,\,2}$; 7, 8 – активные p- области баз $Б_{1,\,2}$; 9 – высоколегированная n^{+}- область эмиттера Э; 10 – общий участок базовых p- областей над диэлектрическим выступом 2; 11, 12 – высоколегированные глубокие n^{++}- области коллекторных контактов $К_{1,\,2}$

диэлектрической подложки 1 коллекторной и базовой областей БТ на две симметричные части. При этом эмиттерная область 9 остается общей для обеих частично изолированных частей 7 и 8 базовой области, где частичная изоляция базы обеспечивается наличием общего участка 10 базовой области между вершиной выступа 2 и эмиттерной области 9, причем для обеспечения развязки базовых электродов $Б_1$ и $Б_2$, сопротивление этой области 10 сделана по крайней мере в два раза и более больше активных частей 7 и 8 базовых областей, а расстояние между вершиной выступа 2 диэлектрической подложки 1 и эмиттерной областью 9 сделана больше толщины ООЗ эмиттерного p-n перехода при отсутствии смещения на нем. Выполнение ДТЭ с общей базовой областью исключает зависимость времени переходного процесса переключения от режима управления – ГТ или ГН, т. к. при переключении ДТЭ, неравновесные ОНЗ в общей базе перераспределяются из одной ее части 7 в другую часть 8, и наоборот, с постоянной времени τ_{M} релаксации Максвелла. Это исключает необходимость выхода ОНЗ через базовые электроды $Б_1$ и $Б_2$ в режиме их управления ГН, или рекомбинации ННЗ в базе выключаемого $БТ_{1,\,2}$ с постоянной времени $\tau_{\text{ef B}}$ в режиме управления баз $Б_{1,\,2}$ от ГТ.

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

Поэтому быстродействие СПТ с ДТЭ является максимальной и определяется величиной дисперсии времени переноса инжектированных ННЗ через эмиттерный p-n переход БТ с постоянной времени переноса $\tau_d = 1/(2\cdot\pi\cdot f_{h21\,b})$ при любых величинах сопротивлений $R_{B\,1,\,2}$ в цепях баз $Б_{1,\,2}$ ДТЭ.

Алгоритм технологического процесса изготовления предложенного варианта ДТЭ, показанного на рис. 34, по кремневой – Si технологи может быть произведен операциями следующей последовательности: 1- на первый эпитаксиальный слой 5, 6, например n- типа проводимости с низким уровнем легирования, расположенный на подложке 3, 4 n^+- типа с высоким уровнем легирования, наносятся слой окисла SiO_2 кремния и на нем выращивается первый слой поликристаллического кремния, который при последующих операций выполняет функцию “держателя”; 2- далее, после стравливания, при котором толщина подложки 3, 4 доводятся до величины 10–100 мкм, производится ее селективное стравливание до первого эпитаксиального слоя 5, 6 и дальше на глубину 5–10 мкм в этом слое, в результате чего образуются изолированные участки, которые покрываются окислом SiO_2 кремния, а стравленные углубления заполняются вторым слоем 1, 2 поликристаллического кремния; 3- после этого, первый слой поликристаллического кремния стравливается вплоть до первого эпитаксиального слоя 5, 6 и больше, не доходя до вершины диэлектрического выступа 2 на 1–3 мкм; 4- далее, например, методом диффузии в первом эпитаксиальном слое 5, 6 формируется симметричные области 7, 8 активных баз p- типа с поперечным градиентом ($\partial p/\partial y$) легирования и высоколегированные контактные области пассивных баз p^+- типа проводимости; 5- далее, в активных областях 7, 8 баз $Б_{1,\,2}$ между их пассивными областями p^+ методом второй диффузии или имплантации формируется область 9 общего эмиттера Э n^+- типа с высоким уровнем легирования и глубокие области 11, 12 n^{++}- типа с высоким уровнем легирования коллекторных контактов $К_1$ и $К_2$.

Второй вариант планарной структуры ДТЭ для СПТ показан на рис. 35.

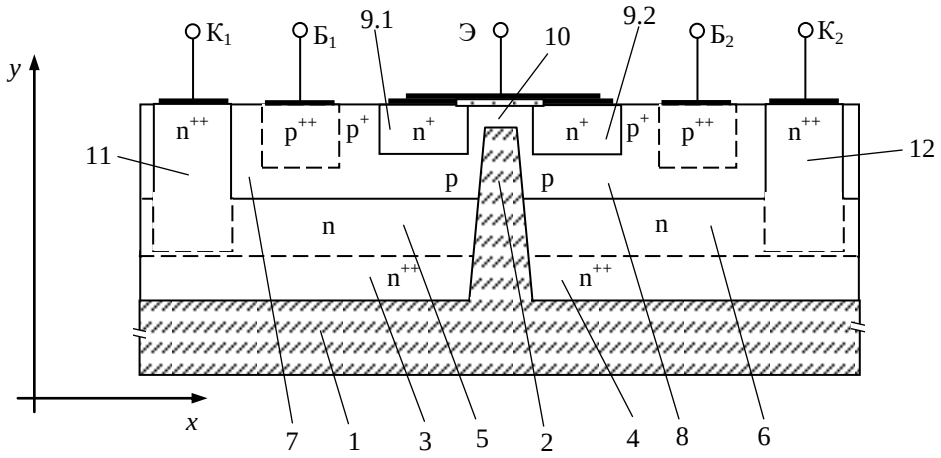


Рис. 35. Разрез второго варианта планарной структуры ДТЭ для СПТ, здесь цифрами обозначено: 1 – диэлектрическая подложка; 2 – диэлектрический выступ; 3, 4 – скрытые высоколегированные n^{++}- области коллекторов $К_{1,\,2}$; 5, 6 – скрытые низколегированные n- области коллекторов $К_{1,\,2}$; 7, 8 – активные p- области баз $Б_{1,\,2}$; 9.1, 9.2 – высоколегированные эмиттерные n^+- области; 10 – общий участок базовых p- областей 7 и 8 над диэлектрическим выступом 2; 11, 12 – высоколегированные глубокие n^{++}- области коллекторных контактов $К_{1,\,2}$

Из рис. 35 видно, что основное отличие второго предложения заключается в конструктивном исполнении эмиттерной области 9.1-9.2, которая в этом варианте сделана из двух отдельных частей 9.1 и 9.2, симметрично расположенных по разным сторонам диэлектрического выступа 2. Это решение позволяет существенно уменьшить барьерные

емкости C_E эмиттеров 9.1-9.2, т. к. исключается пассивная часть эмиттера Э, лежащая непосредственно над вершиной диэлектрического выступа 2. Требования к общей базовой области 10 и расстояниям эмиттерных областей 9.1 и 9.2 от выступа 2 те же, что и для ДТЭ на рис. 34, а. Планарный вид конфигурации метала электрических контактов ДТЭ соответствует виду гребенчатой конфигурации эмиттерной области, показанной на рис. 34, б.

Алгоритм технологического процесса изготовления предложенного второго варианта ДТЭ на рис. 35 из кремния Si соответствует этому алгоритму при изготовлении ДТЭ, показанного на рис. 34.

Третий вариант (обращенная конструкция) планарной структуры ДТЭ для СПТ и схема его включения показаны на рис. 36.

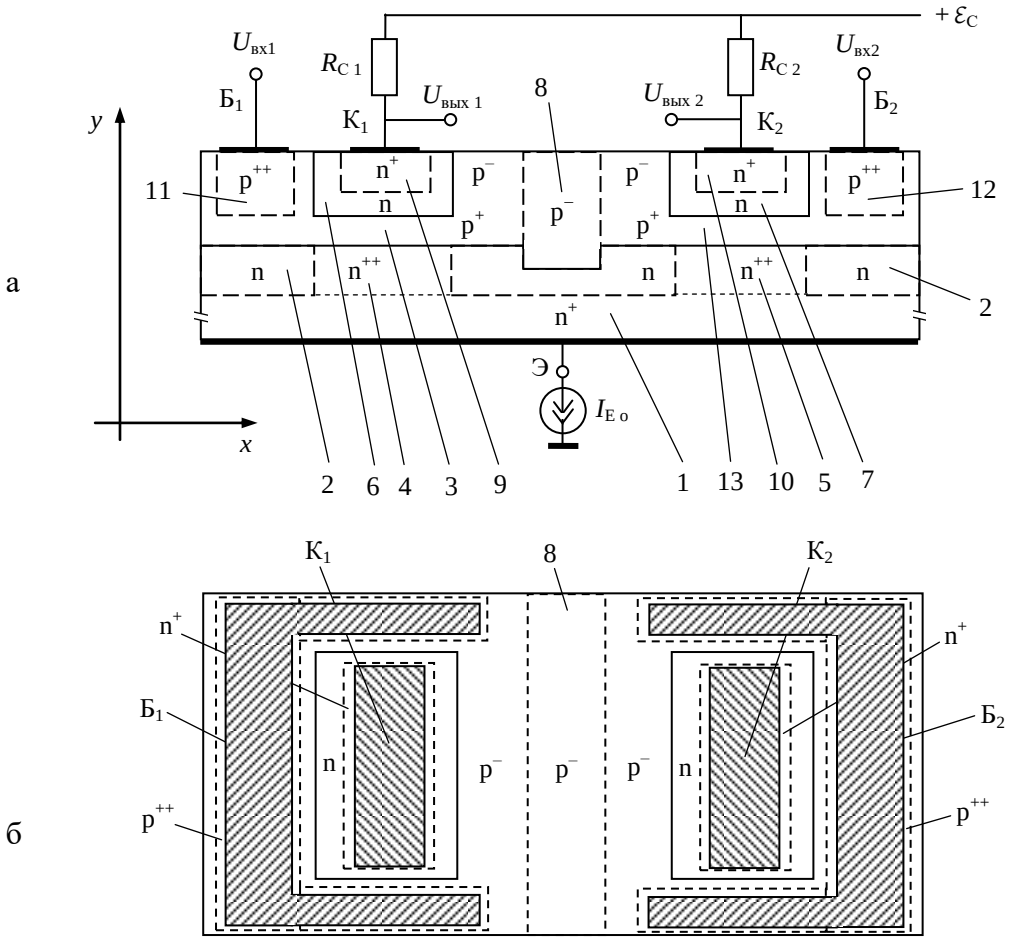


Рис. 36. Разрез третьего варианта (обращенной конструкции) планарной структуры ДТЭ для СПТ со схемой его включения (а) и планарный вид конфигурации метала его электрических контактов (б), здесь цифрами обозначено: 1 – высоколегированная подложка n^+- типа проводимости; 2 – первый эпитаксиальный низколегированный слой n- типа проводимости; 3, 13 – активные области баз $Б_{1,2}$ р- типа проводимости во втором эпитаксиальном р- слое; 4, 5 – высоколегированные области эмиттеров n^{++}- типа проводимости; 6, 7 – низколегированные области коллекторов $К_{1,2}$ n- типа проводимости; 8 – низколегированная область баз $Б_{1,2}$ $р^-$- типа, разделяющая БТ в ДТЭ; 9, 10 – высоколегированные области коллекторов $К_{1,2}$ n^+- типа проводимости; 11, 12 – высоколегированные контактные области пассивных баз $Б_{1,2}$ $р^{++}$- типа проводимости

Из рис. 36 видно, что основное отличие этого варианта ДТЭ заключается в выполнении эмиттерных областей 4 и 5, например n^{++}- типа проводимости с высоким

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

уровнем легирования в высоколегированной подложке 1 того же n^+- типа, а коллекторные области 6, 9 и 7, 10 n- типов проводимостей выполнены на поверхности в общей базе p- типа, расположенной на подложке 1. Для развязки базовых входов $Б_1$ и $Б_2$, между низколегированными n- областями 6 и 7 коллекторов $К_{1,\,2}$ образована низколегированная общая область 8 базы p^-- типа, проникающая p- базу от ее поверхности до подложки 1, причем сопротивление этой p^-- области 8 сделана по крайней мере в два раза и более больше сопротивлений активных частей 3 и 13 баз $Б_{1,\,2}$, а ближайшие края n- областей 6 и 7 коллекторов $К_{1,\,2}$ расположены не ближе толщины ООЗ их p-n переходов от боковых краев p^-- области 8. С этой целью базовые контакты $Б_1$ и $Б_2$ с их высоколегированными областями 11 и 12, соответственно, p^{++}- типов, расположены за коллекторными n- областями 6 и 7 относительно p^-- области 8.

Алгоритм технологического процесса изготовления предложенного ДТЭ (рис. 36) из кремния (Si) может быть произведен операциями следующей последовательности: 1- на первой поверхности полупроводниковой подложки 1 n^+- типа проводимости наносятся первый эпитаксиальный слой 2 n- типа с равномерным распределением примесей легирования; 2- в слое 2 методом диффузии или имплантации формируются области 4 и 5 эмиттеров n^{++}- типов; 3- далее на поверхности слоя 2 наносятся второй эпитаксиальный слой 3, 13 p^-- типа, в котором методом диффузии формируются области 3 и 13 активных баз p- типов с поперечными градиентами ($-\partial p/\partial y$) легирования и расположенными над областями 4 и 5, соответственно, эмиттеров, и области 11, 12 пассивных баз $Б_{1,\,2}$ p^{++}- типов, причем области 3, 4 и 5, 13 удалены на расстоянии, необходимом для получения области 8 p^-- типа с сопротивлением по крайней мере в два раза и более большим сопротивлений областей 3 и 13 активных баз $Б_{1,\,2}$; 4- далее методом диффузии или имплантации формируются области 6, 9 и 7, 10 коллекторов $К_{1,\,2}$ n- и n^+- типов, соответственно; 5- эмиттерный контакт Э сделан с обратной стороны подложки 1, или выводится на поверхность при помощи глубоких высоколегированных областей – каналов-шахт n^{++}- типа, которые на рис. 36 не показаны.

Четвертый вариант (обращенная конструкция) планарной структуры ДТЭ для СПТ показан на рис. 37, откуда видно, что основное отличие этого варианта заключается в его выполнении с применением ВП и ГП в его конструкции. Полупроводниковая подложка 1, например N- типа проводимости, выполнена из широкозонного материала с $\Delta E_{g\,1}$. На поверхности слоя 1 нанесен первый слой 2 P- типа из широкозонного материала с $\Delta E_{g\,2} \approx \Delta E_{g\,1}$. На поверхности слоя 2 нанесен второй слой 3 p^+- типа из узкозонного материала с $\Delta E_{g\,3} < \Delta E_{g\,2}$. Скрытые отдельные области 4 и 5 эмиттеров N- типов выполнены в широкозонном P- слое 2, а области 6, 9 и 7, 10 коллекторов $К_{1,\,2}$ n- и n^{-+} типов сформированы во втором p^+- слое 3, который выполняет функцию базовой области. Между слабо легированными n- областями 6 и 7 коллекторов $К_{1,\,2}$ сформирована глубокая область 8 p^-- типа, распространяющееся до подложки 1 и разделяющая базовую p^+- область 3 на две одинаковые части. Требования для p^-- области 8 и к другим областям рассматриваемой структуры ДТЭ аналогичны ДТЭ, показанном на рис. 36. В другом варианте выполнения ДТЭ выбрано $\Delta E_{g\,1} \approx \Delta E_{g\,3}$ и $\Delta E_{g\,1} < \Delta E_{g\,2}$. Еще в другом варианте выполнения ДТЭ, базовый p^+- слой 3 выполнен из ВП с градиентом ($-\partial\,\Delta E_{g\,3}/\partial\,y$) варизонности, направленном в сторону слоя 2, причем $\Delta E_{g\,3\text{-}2} \le \Delta E_{g\,2}$. Предложенный ДТЭ с ВП и ГП в его структуре может быть изготовлен в системе твердого раствора $Si_x\,Ge_{1-x}$, причем планарный вид конфигурации металлов электрических контактов соответствует виду конфигурации, показанному на рис. 36, б.

Выводы:

1- предложены четыре варианта конструкций ДТЭ для СПТ, которые позволяют решать проблему повышения быстродействия СПТ, путем выполнения ДТЭ с общей базовой областью;

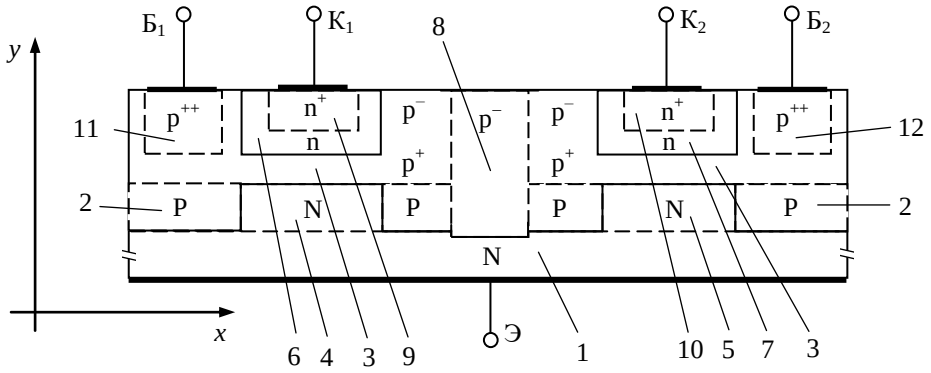


Рис. 37. Разрез четвертого варианта (обращенной конструкции) планарной структуры ДТЭ для СПТ с применением в его конструкции ВП и ГП, здесь цифрами обозначено: 1 – широкозонная подложка N- типа проводимости с $\Delta E_{g\,1}$; 2 – первый широкозонный слой P- типа с $\Delta E_{g\,2}$; 3 – второй узкозонный слой базы p^+- типа с $\Delta E_{g\,3} < \Delta E_{g\,2}$; 4, 5 – скрытые отдельные широкозонные эмиттерные области N- типов; 6, 9 и 7, 10 – низколегированные и высоколегированные, соответственно, области коллекторов $К_{1,\,2}$ n- и n^+- типов; 8 – низколегированная область базы p^-- типа, разделяющая БТ в ДТЭ; 11, 12 – высоколегированные контактные p^{++}- области пассивных баз $Б_{1,\,2}$. Примечание: p^+- области 3 активных баз могут быть выполнены в нескольких вариантах – $\Delta E_{g\,2} \approx \Delta E_{g\,1}$ и $\Delta E_{g\,3} < \Delta E_{g\,2}$, или $\Delta E_{g\,1} \approx \Delta E_{g\,3}$ и $\Delta E_{g\,1} < \Delta E_{g\,2}$, или базовый p^+- слой 3 выполнен из ВП с градиентом $(-\partial \Delta E_{g\,3}/\partial y)$ варизонности, направленном в сторону слоя 2, причем $\Delta E_{g\,3\text{-}2} \le \Delta E_{g\,2}$

2- выполнение ДТЭ с общей базовой областью исключает зависимость времени переходного процесса переключения $БТ_{1,\,2}$ от режима его управления ГТ или ГН, т. к. при переключении ДТЭ неравновесные ОНЗ в общей базе перераспределяются из одной ее активной части в другую активную часть, и наоборот, с постоянной времени релаксации τ_M Максвелла;

3- быстродействие СПТ с предложенными ДТЭ является максимальной и определяется величиной дисперсии времени переноса инжектированных ННЗ через эмиттерные p-n переходы $БТ_{1,\,2}$ в соответствующие базы с постоянной времени $\tau_d = 1/(2\cdot\pi\cdot f_{h21\,b})$ при любых величинах сопротивлений $R_{B\,1,\,2}$ в цепях баз $Б_{1,\,2}$ ДТЭ, т. к. нет необходимости для выхода ОНЗ из базовой области закрываемого $БТ_{1,\,2}$ через соответствующие базовые электроды $Б_{1,\,2}$ ДТЭ в режиме их управления от ГН, или нет необходимости рекомбинации ННЗ с ОНЗ в базе закрываемого $БТ_{1,\,2}$ с постоянной времени $\tau_{ef\,B}$ в режиме управления баз $Б_{1,\,2}$ от ГТ.

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

Глава 3

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ, ДИНАМИЧЕСКИЕ И ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА НОВОЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЙ СТРУКТУРЫ ТЕТРОДНОГО ТИПА (“СМЫКИСТОРА”) В РЕЖИМЕ СМЫКАНИЯ ООЗ p-n ПЕРЕХОДОВ

Настоящая глава посвящена обобщению результатов исследований нового полупроводникового прибора – полупроводникового тетрода, которого предлагаем назвать “смыкистором” (СМ), в котором в качестве работающего физического принципа использован эффект смыкания ООЗ двух рядом расположенных p-n переходов. Использование эффекта смыкания p-n переходов в СМ открывает широкие возможности для разработки новых различных полупроводниковых устройств с применением СМ в качестве активного элемента в дискретном и в интегральном исполнении. Отметим, что эффект смыкания наблюдается в БТ в виде так называемого эффекта “прокола” базы, когда происходит соединение коллекторного p-n перехода с эмиттерным p-n переходом, и при этом нейтральная область базы исчезает, а БТ перестает нормально работать.

Основные результаты настоящей главы опубликованы в работах [84–99].

3.1. Статические характеристики и основные статические параметры СМ

“Прокол” базы или смыкание ООЗ p-n переходов БТ при увеличении напряжения $|U_{CE}| > 0$ в схеме включения с ОЭ приводит к его выходу из строя, т. к. смыкание ООЗ в базе БТ происходит не по всей площади p-n переходов, а в точке, где металлургическая толщина W_B или степень легирования N_B в активной части базы минимальны [2, 37]. Однако эффект смыкания ООЗ рядом расположенных p-n переходов имеет большие потенциальные возможности для его полезного использования в дискретных и интегральных устройствах микроэлектроники. В частности в инжекционно-пролетных диодах (BARITT – диодах) достигается генерация и усиление в СВЧ диапазоне [25, 27], т. к. под действием обратно смещающего напряжения при смыкании ООЗ p-n переходов из эмиттера в базу термически инжектированные ННЗ пролетают ООЗ коллекторного p-n перехода с максимальной дрейфовой скоростью v_s насыщения. Проведенные исследования показали, что эффект смыкания ООЗ p-n переходов – процесс обратимый и в статике, когда он осуществляется током I_{BB}, пропускаемым вдоль пространства нейтральной базовой области между плоскостями двух p-n переходов в структуре n-p-n или p-n-p типа.

В [84] впервые предложено в качестве рабочего физического принципа в структуре n-p-n или p-n-p типа использовать эффект смыкания ООЗ рядом расположенных p-n переходов, получаемый путем пропускания тока I_{BB} вдоль нейтральной области базы между этими p-n переходами. На рис. 38 показана теоретически исследованная полупроводниковая структура n-p-n типа – СМ, где указаны его основные размеры активной части: l_{BB} – длина канала базы; l_B – ширина базы; W_B – толщина базы; W_C и W_E – толщина коллекторного и эмиттерного слоев, соответственно; y_C и y_E – локальная толщина ООЗ коллекторного и эмиттерного p-n переходов в активной части базы, соответственно.

Процесс смыкания ООЗ p-n переходов в базе СМ током I_{BB}, пропускаемым вдоль базовой области параллельно p-n переходам (рис. 38), аналогичен процессу отсечки канала в полевом транзисторе (ПТ) с p-n переходами в качестве затвора. Однако основные уравнения работы ПТ получены при обратном смещении p-n переходов общего затвора и при условии симметрии, вследствие чего смыкание ООЗ p-n переходов затвора всегда происходит строго в середине толщины равномерно легированного канала [20, 25]. Смыкание же этих ООЗ в базе СМ, в зависимости от величин I_{BB} и U_{CE}, происходит в любом месте базы, например, вблизи эмиттерного p-n перехода (на рис. 38 это показано

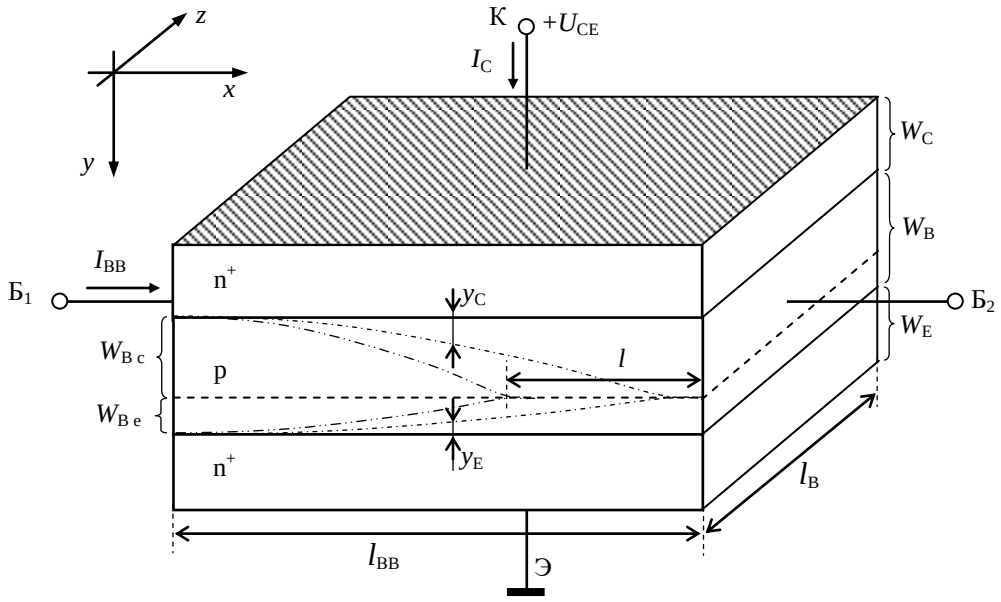


Рис. 38. Структура активной части теоретически исследованного СМ, с указанными основными геометрическими размерами, здесь обозначено: К, Э, Б$_1$ и Б$_2$ – электроды коллектора, эмиттера и выводов базы, соответственно; W_C, W_B и W_E – толщина коллекторного, базового и эмиттерного слоев, соответственно; $W_{B\,c}$ и $W_{B\,e}$ – определяют положение плоскости смыкания ООЗ p-n переходов в базе, причем $W_B = W_{B\,c} + W_{B\,e}$; l_{BB} и l_B – длина канала базы и его ширина, соответственно; y_C и y_E – локальная толщина ООЗ коллекторного и эмиттерного p-n переходов в базе, соответственно

штрихпунктирными кривыми). Поэтому необходимо провести теоретический анализ с целью получения основных уравнений СМ для несимметричного режима работы.

В [85] проведен теоретический анализ статических характеристик СМ при сделанных следующих допущениях: 1- канал базы плавный и однородно легированный примесями с концентрацией N_B; 2- края ООЗ p-n переходов в базе резкие; 3- полупроводниковые p-n переходы коллектора К и эмиттера Э несимметричные и резкие, причем $N_B << N_C \approx N_E$; 4- подвижность μ_B ОНЗ в базе не зависит от напряженности электрического поля E_B в ней; 5- отсутствует рекомбинация ННЗ с ОНЗ в базе при протекании токов базы I_{BB} в направлении x и I_C – термоэмиссионный ток коллектора СМ, протекающий в направлении y перпендикулярно его p-n переходам при их смыкании (рис. 38).

При U_{CE} = const, с увеличением тока I_{BB} происходит смыкание p-n переходов в базе СМ и в этот момент ток I_{BB} достигает своего определенного значения $I_{BB\,s}$ – тока смыкания, величине которого соответствует напряжение $U_{BB\,s}$ смыкания, приложенное между выводами базы Б$_1$ и Б$_2$. В результате теоретического анализа получены основные уравнения статических характеристик СМ в следующем виде:

$$I_{BB\,s} = I^*_B \cdot \{(U_{BB\,s} + U_{BE\,i})^{3/2} + (U_{BB\,s} + U_{CE} + U_{BC\,i})^{3/2} -$$
$$- (U_{CE} + U_{BC\,i}) \cdot [3 \cdot (U_{BB\,s} + U_{CE} + U_{BC\,i})^{1/2} - 2 \cdot (U_{CE} + U_{BC\,i})^{1/2}]\}, \quad (91)$$

$$U_{BB\,s} = \varepsilon_o \cdot \varepsilon_B \cdot \{[q \cdot N_B \cdot W_B^2/(2 \cdot \varepsilon_o \cdot \varepsilon_B) - U_{CE} - U_{BC\,i} - U_{BE\,i}]^2 -$$
$$- 4 \cdot U_{BE\,i} \cdot (U_{CE} + U_{BC\,i})\}/(2 \cdot q \cdot N_B \cdot W_B^2), \quad (92)$$

$$U_{BC\,i} = \varphi_T \cdot \ln(N_C \cdot N_B / n_i^2), \qquad U_{BE\,i} = \varphi_T \cdot \ln(N_E \cdot N_B / n_i^2), \quad (93)$$

здесь символом I^*_B обозначено:

$$I^{*}_{\text{B}} = \mu_{\text{B}} \cdot l_{\text{B}} \cdot (2 \cdot \text{q} \cdot \varepsilon_{\text{o}} \cdot \varepsilon_{\text{B}} \cdot N_{\text{B}})^{1/2} / (3 \cdot l_{\text{BB}}), \quad (94)$$

здесь приняты следующие обозначения: q – элементарный заряд; ε_{o} – электрическая постоянная; ε_{B} – относительная диэлектрическая проницаемость области базы СМ.

Теоретический анализ статических характеристик СМ проведен для трех наиболее используемых полупроводниковых материалов – кремния (Si), германия (Ge) и арсенида галлия (GaAs). На рис. 39, а, приведены рассчитанные по выражениям (91)–(94) зависимости тока $I_{\text{BB s}}$ от напряжения U_{CE} для СМ n-p-n типа проводимости из Si, Ge и GaAs при следующих условиях и значениях параметров: $N_{\text{C}} = N_{\text{E}} = 10^{21}$ см$^{-3}$; $N_{\text{B}} = 10^{17}$ см$^{-3}$; $T = 300$ К; $l_{\text{B}} / l_{\text{BB}} = 1$; $W_{\text{B}} = 1$ мкм.

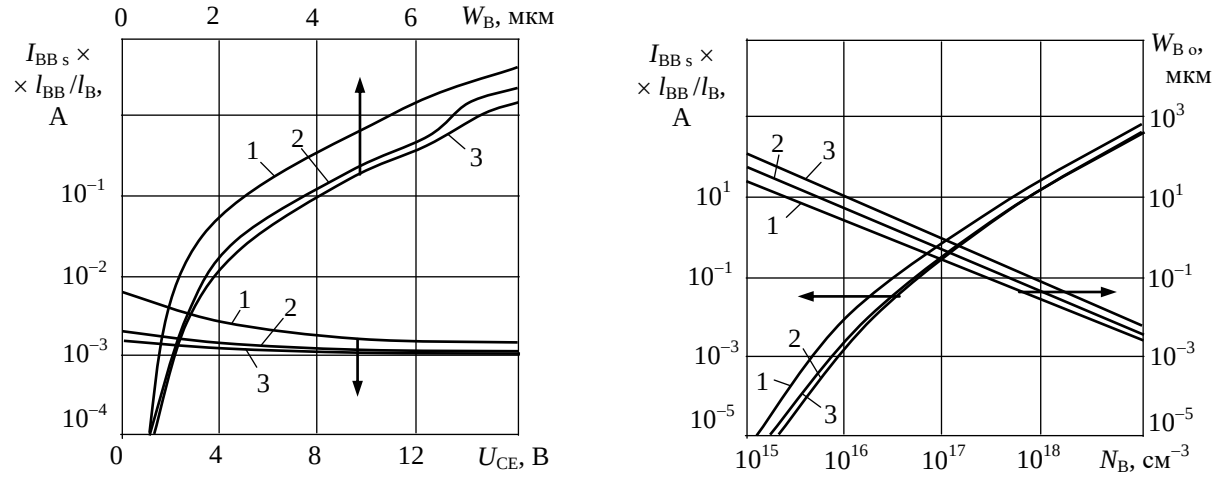


Рис. 39. Рассчитанные зависимости тока смыкания $I_{\text{BB s}}(U_{\text{CE}})$, $I_{\text{BB s}}(W_{\text{B}})$ (а) и $I_{\text{BB s}}(N_{\text{B}})$ (б), и зависимость критической величины $W_{\text{B o}}(N_{\text{B}})$ (б) для СМ n-p-n типа проводимости из Ge (1), Si (2) и GaAs (3), здесь стрелками указана принадлежность графиков к определенной их зависимости

В графиках на рис. 39 значения параметров μ_{B} и ε_{B} здесь и далее для соответствующих полупроводниковых материалов взяты из [20, 25]. Там же, на рис. 39, а, показаны зависимости тока $I_{\text{BB s}}$ от W_{B} при $U_{\text{CE}} = 5$ В и $N_{\text{B}} = 10^{17}$ см$^{-3}$, а на рис. 39, б, представлены аналогичные зависимости тока $I_{\text{BB s}}$ от N_{B} при $U_{\text{CE}} = 10$ В и $W_{\text{B}} = 5$ мкм.

Проведенный анализ показал, что минимальными значениями тока $I_{\text{BB s}}$ при одинаковых геометрических размерах областей обладает СМ n-p-n типа проводимости из GaAs. Для СМ p-n-p типа проводимости значения тока $I_{\text{BB s}}$ в графиках на рис. 39 необходимо умножить на соответствующие постоянные: 2,7 (Si), 3,4 (Ge) и 20 (GaAs), что следует из выражений (91)–(94), т. к. ток $I_{\text{BB s}}$ прямо пропорционален величине μ_{B} ОНЗ в канале базы СМ. Поэтому величина тока $I_{\text{BB s}}$ в базе n- или p- типа определяется соотношением μ_{B} для электронов n и дырок p, соответственно. Для СМ p-n-p типа проводимости минимальными значениями тока $I_{\text{BB s}}$ обладает СМ из Si, а максимальными – из GaAs.

Энергетические характеристики СМ улучшаются с уменьшением тока смыкания $I_{\text{BB s}}$, поэтому с этой точки зрения СМ n-p-n типа проводимости имеет преимущество по сравнению с СМ p-n-p типа проводимости. При этом наиболее предпочтительном из рассмотренных полупроводниковых материалов для изготовления СМ является GaAs. Однако СМ из Si обладает лишь незначительно худшими энергетическими характеристиками по сравнению с СМ из GaAs, что в итоге указывает на перспективность применения Si в качестве основного полупроводникового материала для изготовления СМ n-p-n типа проводимости.

Значения тока смыкания $I_{BB\ s}$ в графиках его зависимостей от U_{CE}, W_B и N_B, показанных на рис. 39, представлены нормированными относительно величины соотношении l_B/l_{BB}, т. к. ток $I_{BB\ s}$ прямо пропорционален этому соотношению, что следует из (91)–(94). Поэтому величина $I_{BB\ s}$ существенно зависит от соотношении l_B/l_{BB} и может управляться в широких пределах, путем подбора необходимой величины l_B/l_{BB} в процессе изготовления СМ. При этом максимальное значение $I_{C\ max}$ тока коллектора I_C в основном определяется планарной площадью $S_B = l_{BB}\cdot l_B$ активной части СМ и может устанавливаться независимо от величины тока $I_{BB\ s}$ при условии, что S_B = const. Все это указывает на высокую технологическую гибкость при изготовлении СМ с различными электрическими характеристиками параметрами.

Для обеспечения работоспособности СМ необходимо выполнить условие для минимальной критической величины $W_{B\ o}$ толщины базы W_B в следующем виде:

$$W_B > W_{B\ o} = (U_{BC\ i}{}^{1/2} + U_{BE\ i}{}^{1/2})\cdot[2\cdot\varepsilon_o\cdot\varepsilon_B/(q\cdot N_B)]^{1/2}. \qquad (95)$$

Неравенство написано при условии электрической нейтральности СМ, когда ток $I_{BB} = 0$ и напряжение $U_{CE} = 0$, и оно означает условие отсутствия смыкания ООЗ p-n переходов в базе. Выполнение этого требования указывает на то, что для каждого значения N_B должна соответствовать определенная минимальная критическая величина $W_{B\ o}$ толщины базы W_B.

На рис. 39, б, приведены рассчитанные по выражениям (93) и (95) зависимости величины $W_{B\ o}$ от значений N_B в базе СМ из Ge (1), Si (2) и GaAs (3) при $N_C = N_E = 10^{21}$ см$^{-3}$ и $T = 300$ К. Из этих графиков видно, что минимальными значениями $W_{B\ o}$ обладает СМ из Ge, а максимальными – из GaAs. Таким образом, для обеспечения работоспособности СМ при любых значениях N_B в его базе необходимо выполнить условие $W_B > W_{B\ o}$. Однако величина W_B не может превышать некоторой максимальной величины $W_{B\ max}$, которая определяется эффектом лавинного пробоя обратно смещенных p-n переходов СМ и $W_{B\ max}$ выражается следующим образом:

$$W_B < W_{B\ max} = [2\cdot\varepsilon_o\cdot\varepsilon_B/(q\cdot N_B)]^{1/2} \times$$
$$\times [(U_{CB\ max} + U_{EB\ max} + U_{BC\ i})^{1/2} + (U_{EB\ max} + U_{BE\ i})^{1/2}]. \qquad (96)$$

Статическое смыкание ООЗ p-n переходов СМ под действием напряжения U_{CE} при $I_{BB} = 0$ является нежелательным режимом, как и в случае “прокола” базы БТ. Однако для обеспечения работоспособности СМ необходимо выполнение условие $U_{CE\ s} \le U_{CE\ max}$, где $U_{CE\ s}$ – напряжение статического смыкания, т. е. значение U_{CE} в момент смыкания ООЗ p-n переходов СМ при $I_{BB} = 0$. Величина $U_{CE\ s}$ определяется выражением следующего вида:

$$U_{CE\ s} = \{W_B\cdot[q\cdot N_B/(2\cdot\varepsilon_o\cdot\varepsilon_B)]^{1/2} - U_{BE\ i}{}^{1/2}\}^2 - U_{BC\ i}. \qquad (97)$$

3.2. ВАХ, передаточная характеристика и динамические свойства СМ

В отличие от ПТ с p-n переходами в качестве затвора, ток I_{BB} в канале базы СМ с момента смыкания ООЗ его p-n переходов при дальнейшем увеличении $U_{BB} \ge U_{BB\ s}$ не насыщается (ограничивается) и продолжает увеличиваться при $U_{CE} > 0$. При $U_{CE} = 0$ зависимость $I_{BB}(U_{BB})$ аналогична зависимости $I_D(U_{DS})$ для ПТ с p-n переходами в качестве затвора. Так происходит потому, что область базы длиной l, где имеется смыкание p-n переходов (рис. 38), заполняется ННЗ, инжектированными из эмиттера Э термоэмиссией, и в следствие действия условия нейтральности базовой области, через базовые выводы $Б_1$ и $Б_2$ в нее поступает такое же количество ОНЗ, что приводит к увеличению проводимости σ_B канала базы (эффект модуляции сопротивления R_{BB} канала базы). С увеличением тока $I_{BB} \ge I_{BB\ s}$, область l расширяется (при $I_{BB} = I_{BB\ s}$ длина $l = 0$) и длина части $\Delta l_{BB} = l_{BB} - l$ канала базы уменьшается, что приводит к дополнительному снижению сопротивления R_{BB}

канала базы СМ. Поэтому, при $U_{CE} > 0$, с увеличением тока I_{BB} до значения $I_{BB\ s}$, сопротивление R_{BB} канала базы СМ между выводами $Б_1$ и $Б_2$ увеличивается до своего максимального значения $R_{BB\ max}$, вследствие сужения проводящего канала базы, и с дальнейшим увеличением тока $I_{BB} \geq I_{BB\ s}$, это сопротивление R_{BB} уменьшается до своего минимального значения $R_{BB\ мин}$, вследствие эффекта модуляции сопротивления R_{BB} канала базы ОНЗ в ней, что приводит к стабилизации напряжения $U_{BB} \approx U_{BB\ s} \approx$ const.

Теоретически и экспериментально входная ВАХ – $I_{BB}(U_{BB})$ СМ рассмотрена в [86], где получено выражение входной ВАХ СМ в следующем виде:

$$I_{BB} = q \cdot \mu_B \cdot N_B \cdot l_B \cdot \{W_B \cdot U_{BB} - [8 \cdot \varepsilon_o \cdot \varepsilon_B / (9 \cdot q \cdot N_B)]^{1/2} \times$$
$$\times [U_{BB}^{3/2} + (U_{BB} + U_{CE} + U_{BC\ i})^{3/2} - (U_{CE} + U_{BC\ i})^{3/2}]\}/l_{BB}, \quad (98)$$

которая описывает зависимость $I_{BB}(U_{BB})$ при $U_{BB} \leq U_{BB\ s}$.

На рис. 40, а, приведены рассчитанные из выражении (98), с учетом выражений (91)–(94), зависимости $I_{BB}(U_{BB})$ для СМ n-p-n типа проводимости из Ge (1), Si (2) и GaAs (3) при следующих условиях и значениях параметров (рис. 38): $N_C = N_E = 10^{21}$ см$^{-3}$; $N_B = 10^{17}$ см$^{-3}$; $T = 300$ K; $l_B / l_{BB} = 1$; $W_B = 1$ мкм.

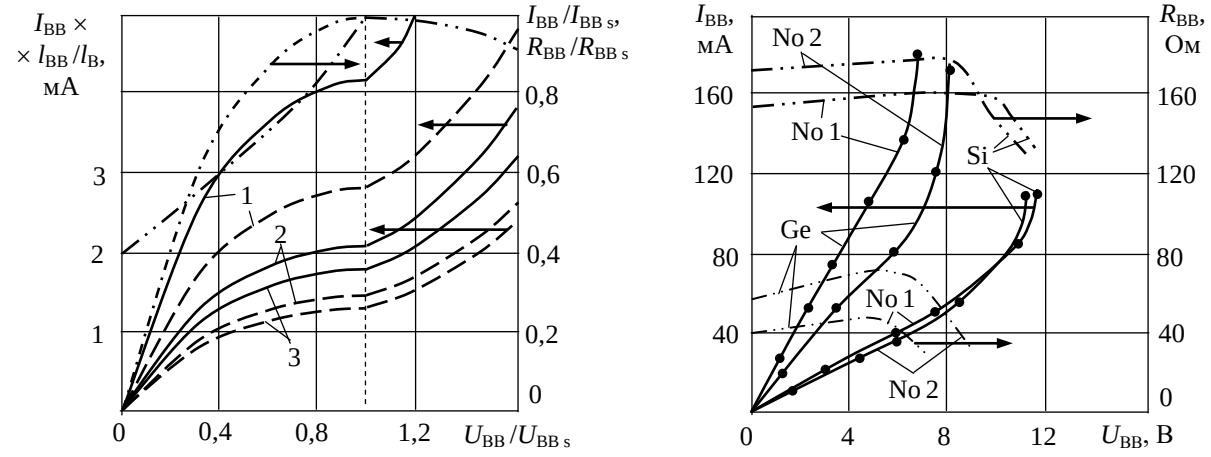


Рис. 40. Рассчитанные входные ВАХ – $I_{BB}(U_{BB})$ и их нормированные зависимости $I_{BB}/I_{BB\ s}$ и $R_{BB}/R_{BB\ s}$ от U_{BB} для СМ n-p-n типа проводимости из Ge (1), Si (2) и GaAs (3) (а), измеренные входные ВАХ – $I_{BB}(U_{BB})$ и по ним рассчитанные зависимости $R_{BB}(U_{BB})$ СМ n-p-n типа проводимости из Si и СМ p-n-p типа из Ge (б), здесь стрелками указана принадлежность графиков к соответствующей зависимости, а расчеты и измерения проводились при условиях: а- $U_{CE} = 5$ В (——), 10 В (– – –); кривая –·–·– для $I_{BB}/I_{BB\ s}$ от U_{BB}; кривая –··–··– для $R_{BB}/R_{BB\ s}$ от U_{BB}; б- $U_{CE} = 10$ В (Si), 15 В (Ge)

Там же, на рис. 40, а, показана нормированная зависимость тока $I_{BB}/I_{BB\ s}$ от $U_{BB} \leq U_{BB\ s}$ (штрихпунктирная линия) при тех же самых фиксированных значениях напряжений: $U_{CE} = 5$ В (сплошная линия), 10 В (штриховая линия), откуда видно, что зависимость $I_{BB}/I_{BB\ s}$ от U_{BB} получается одинаковой для всех полупроводниковых материалов и не зависит от U_{CE}.

Влияние эффекта модуляции сопротивления R_{BB} ОНЗ в базе на входную ВАХ СМ предложено учитывать при помощи следующего выражения:

$$I_{BB} \cong I_{BB\ s} \cdot \exp[(U_{BB} - U_{BB\ s})/(m \cdot U_{BB\ s})], \quad (99)$$

которая описывает зависимость $I_{BB}(U_{BB})$ при $U_{BB} \geq U_{BB\ s}$.

При помощи множителя m в выражении (99) учитывается шунтирующее действие пассивных боковых областей базы СМ, из-за чего увеличивается значение $I_{BB\ s}$ и уменьшается напряжение $U_{BB\ s}$. Действие пассивных торцевых областей базы проявляется как добавочное последовательно включенное сопротивление ΔR_{BB} к величине R_{BB} и приводит к увеличению напряжения $U_{BB\ s}$, что учитывается постановкой в выражение (99) более высокого значения $U^{*}_{BB\ s} = U_{BB\ s} + I_{BB\ s}\cdot\Delta R_{BB}$. С возрастанием шунтирующего действия пассивных областей базы СМ, поправочный множитель m увеличивается до 1 и более. Показанные на рис. 40, а, участки входных ВАХ для $U_{BB} \geq U_{BB\ s}$ рассчитаны из выражения (99) при $m = 1$.

На рис. 40, б, представлены измеренные входные ВАХ двух СМ n-p-n типа проводимости из Si (No 1 и No 2) и двух СМ p-n-p типа из Ge (No 1 и No 2). Эти СМ имели планарную конструкцию с двумя полосками выводов $Б_{1,\ 2}$ базы по обе стороны полоски эмиттера Э. Там же, на рис. 40, б, показаны рассчитанные зависимости $R_{BB}(U_{BB})$, которые определялись из измеренных зависимостей $I_{BB}(U_{BB})$ по формуле $R_{BB} = U_{BB}/I_{BB}$. Из рис. 40, б, видно, что экспериментальные зависимости $I_{BB}(U_{BB})$ и $R_{BB}(U_{BB})$ хорошо согласуются с соответствующими теоретическими характеристиками, показанными на рис. 40, а, где рассчитанная из выражений (91)–(94), (98) и (99) нормированная зависимость $R_{BB}/R_{BB\ s}$ от U_{BB} представлена штрихдвухточечной линией.

С момента смыкания ООЗ p-n переходов в базе СМ происходит перераспределение суммарного электрического поля $\boldsymbol{E}_B$ в ней, а именно – электрическое поле $\boldsymbol{E}_{CE}$ от источника $U_{CE} > 0$ распространяется до эмиттерной области, т. к. исчезает ООЗ p-n перехода эмиттера Э в базе. Под действием ускоряющего поля $\boldsymbol{E}_{CE}$ для электронов n в эмиттере, электроны n термоэмиссией инжектируются из эмиттера в базу и пролетают через нее с дрейфовой скоростью v_s насыщения, т. к. на них действует сильное ускоряющее электрическое поле $\boldsymbol{E}_{CE}$, созданное обратным напряжением смещения U_{CE}. В [37] при рассмотрении “прокола” базы напряжением U_{CE} в БТ показано, что ток коллектора $I_C \sim S_E\cdot U_{CE}^{2}$, при допущении $v_s = \text{const}$, или $I_C \sim S_E\cdot U_{CE}^{3/2}$, при учете зависимости v_s от напряженности электрического поля $\boldsymbol{E}_{CE}$. Из этого следует, что при $U_{CE} = \text{const} > 0$, величина тока I_C определяется величиной площади $S_{см}$ смыкания ООЗ p-n переходов в базе и значениями сопротивлений R_C и R_E коллекторной и эмиттерной областей СМ, соответственно (рис. 38). Поэтому, при $U_{CE} > 0$, с увеличением тока $I_{BB} \geq I_{BB\ s}$, ток I_C возрастает от своего минимального значения $I_{CE\ o}$ – обратный ток насыщения (тепловой ток при $I_{BB} < I_{BB\ s}$), до своего максимального значения $I_{C\ мах}$, когда плоскость смыкания ООЗ p-n переходов в базе СМ простирается по всей ее активной площади ($l = L_{BB}$ и $S_{см} = S_E$). При этом величина тока $I_{C\ мах} = U_{CE}/(R_н + R_C + R_E)$, здесь $R_н$ – сопротивление резистора нагрузки, включенного в цепь коллектора К или эмиттера Э СМ.

Передаточная характеристика $I_C(I_{BB})$ СМ теоретически описывается при помощи его физической эквивалентной схемы замещения, показанной на рис. 41, а, откуда видно, что распределенные омические сопротивления R_C и R_E областей коллектора и эмиттера, соответственно, в СМ замещены резисторами $R_{C\ y\ i}$, $R_{C\ x\ i}$ и $R_{E\ y\ i}$, $R_{E\ x\ i}$, соответственно, здесь $i = 1$–N, а N – число аппроксимируемых R-R структур в СМ в направлении x. Этим обеспечивается представление составляющих тока I_C в соответствующих областях СМ в направлениях y и x, соответственно. Эффект смыкания ООЗ p-n переходов и процесс увеличение $S_{см}$ с увеличением тока $I_{BB} \geq I_{BB\ s}$ отображены “квази” ключами $Кл_{\ 1}$, $Кл_{\ 2}$,…, $Кл_{\ N}$, которые с возрастанием тока I_{BB} поочередно замыкаются. Этим моделируется изменение сопротивлений R_C и R_E от максимальных их значений $R_{C\ мах}$ и $R_{E\ мах}$ при токе $I_{BB} = I_{BB\ s}$, когда замкнут только ключ $Кл_{\ 1}$, до минимальных величин $R_{C\ мин}$ и $R_{E\ мин}$, когда замкнуты все ключи $Кл_{\ 1,\ \ldots\ ,\ N}$, причем значения резисторов $R_{C\ мах}$ и $R_{E\ мах}$ через параметры СМ (рис. 38) в направлении y определяются следующим образом:

$$R_{C\ мин\ y} = \rho_C\cdot W_C/(l_{BB}\cdot l_B), \qquad R_{E\ мин\ y} = \rho_E\cdot W_E/(l_{BB}\cdot l_B), \tag{100}$$

и в направлении x аналогичными выражениями следующего вида:

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

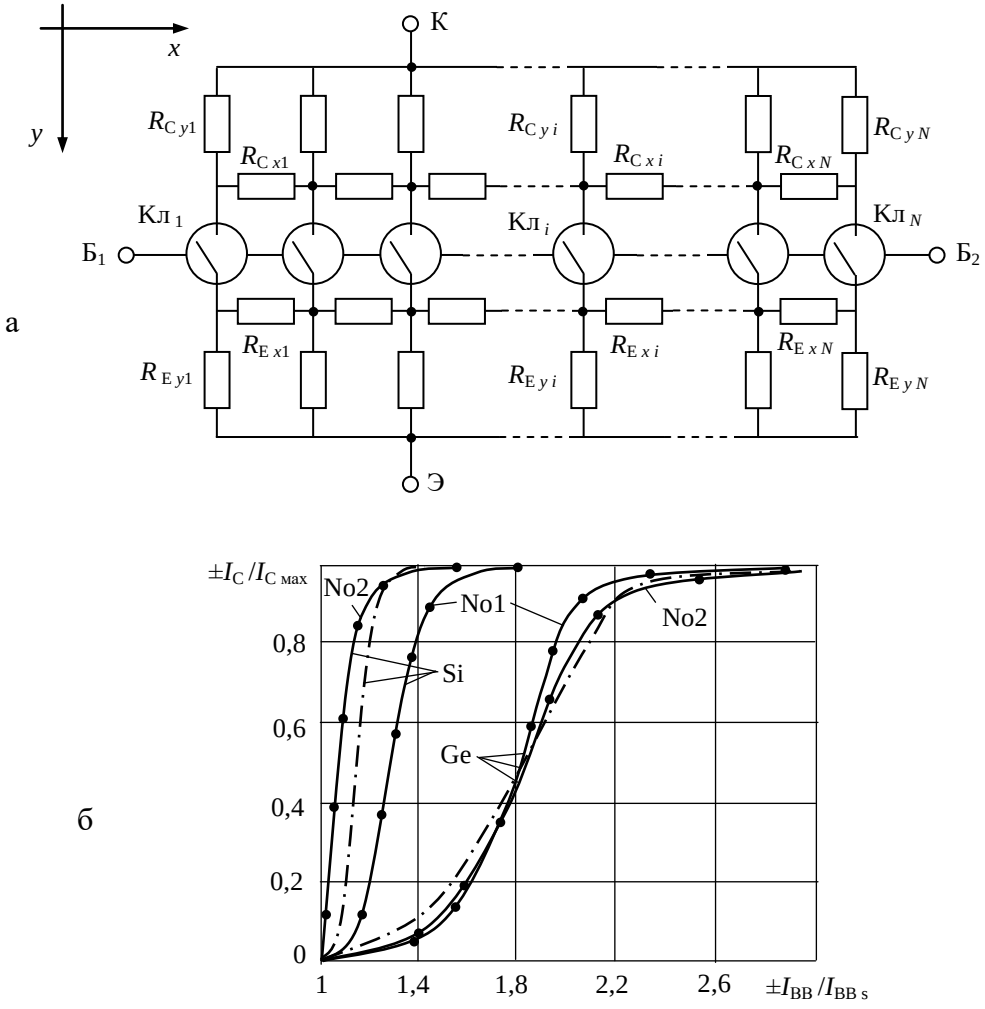


Рис. 41. Физическая эквивалентная схема замещения активной части СМ (а) и передаточные характеристики $I_C\,(I_{BB})$ (б), здесь сплошными линиями показаны результаты измерения, а штрихпунктирными линиями – рассчитанные при условиях: б- U_{CE} = 10 В (Si) и 15 В (Ge); $R_н$ = 0,1 кОм – Ge и Si No 1, и 1 кОм – Si No 2

$$R_{C\,мин\,x} = \rho_C \cdot l_{BB}/(W_C \cdot l_B), \qquad R_{E\,мин\,x} = \rho_E \cdot l_{BB}/(W_E \cdot l_B), \tag{101}$$

здесь: ρ_C и ρ_E – удельные электрические сопротивления областей коллектора и эмиттера СМ, соответственно.

Значения параметров $R_{C\,y\,i}$, $R_{C\,x\,i}$ и $R_{E\,y\,i}$, $R_{E\,x\,i}$ (рис. 41, а) определяются при помощи следующих выражений :

$$\left.\begin{aligned} R_{C\,y\,i} &= N \cdot R_{C\,мин\,y}, \qquad R_{C\,x\,i} = R_{C\,мин\,x}/(N-1), \\ R_{E\,y\,i} &= N \cdot R_{E\,мин\,y}, \qquad R_{E\,x\,i} = R_{E\,мин\,x}/(N-1). \end{aligned}\right\} \tag{102}$$

Сопротивления $R_{C\,1}$ и $R_{E\,1}$ областей коллектора и эмиттера, соответственно, при замкнутом ключе Кл $_1$ определяются решением следующей системы уравнений:

$$\left.\begin{aligned} R_{C,E\,1} &= \lim_{i \to N} R_i^{C,E} - R_{C,E\,x}, \\ R_i^{C,E} &= R_{C,E\,x} + R_{C,E\,y} \cdot R_{i-1}^{C,E}/(R_{C,E\,y} + R_{i-1}^{C,E}), \\ R_1^{C,E} &= R_{C,E\,x} + R_{C,E\,y}, \end{aligned}\right\} \tag{103}$$

здесь i = 2, 3, …, N, а индексы $_C$ и ^{C} или $_E$ и ^{E} здесь и далее берется для соответствующей величины R_C или R_E.

При замыкании последующих ключей Кл $_2$, Кл $_3$, …, Кл $_N$, сопротивления R_C и R_E областей коллектора и эмиттера СМ, соответственно, уменьшаются и определяются следующими выражениями:

$$R_{C,\,E\,j} = R_{C,\,E\,y} \cdot R_{C,\,E\,(N+1-j)} / [(j-1) \cdot R_{C,\,E\,(N+1-j)} + R_{C,\,E\,y}], \quad (104)$$

здесь $j = 1, 2, \ldots, N$ и соответствует числу замкнутых ключей Кл $_{1,\ldots,j}$, здесь $j \le N$.

Величина тока I_C определяется из выражения следующего вида:

$$I_C = U_{CE} / (R_н + R_{C\,j} + R_{E\,j}), \quad (105)$$

здесь j возрастает с увеличением тока $I_{BB} \ge I_{BB\,s}$ по закону, определяемым следующим выражением:

$$j = N \cdot \{1 - \exp[(m^* \cdot \ln(I_{BB} / I_{BB\,s}))^m \cdot (1 - I_{BB} / I_{BB\,s})]\}, \quad (106)$$

здесь берется только целые числовые значения параметра j.

При помощи множителя m^* и показателя степени m в выражении (106) учитывается существенно нелинейный характер передаточной характеристики I_C (I_{BB}) СМ. На рис. 41, б, показаны рассчитанные из выражений (100)–(106) передаточные характеристики I_C (I_{BB}) (штрихпунктирные линии), нормированные относительно величины $I_{C\,мах}$ при следующих условиях и параметрах: $\rho_C = \rho_E$; $W_C = W_E$; $R_н = 0$; $R_{C,\,E\,y} / R_{C,\,E\,x} = 0{,}01$; $N = 500$; $m = 3$; $m^* = 1{,}5$ для Ge и 10 для Si. Там же, на рис. 41, б, представлены нормированные зависимости $I_C / I_{C\,мах}$ от I_{BB} / I_{BBs} (сплошные линии), измеренные для тех же самых СМ из Si и Ge, что и на рис. 40, при условиях: $U_{CE} = 10$ В (Si) и 15 В (Ge); $R_н = 0{,}1$ кОм для Ge и Si No 1 и 1 кОм – Si No 2. Также путем измерения установлено, что для СМ из Si имеем: $I_{BB\,s} = 50$ (No 1) и 49 (No 2) мА; $U_{BB\,s} = 7{,}9$ (No 1) и 8,8 (No 2) В; $R_C + R_E = 0{,}6$ кОм. Аналогично для СМ из Ge имеем: $I_{BB\,s} = 70$ (No 1) и 48 (No 2) мА; $U_{BB\,s} = 3{,}1$ (No 1) и 3,3 (No 2) В; $R_C + R_E = 13$ Ом.

Проведенный анализ погрешности расчета параметров СМ при помощи разработанной его физической эквивалентной схемы замещения (рис. 41, а) и ее математической модели (100)–(106) показал, что эта погрешность особенно чувствительна к подбору величины N для разных значений $R_{C,\,E\,мин\,x}$ (101). Точность моделирования передаточной характеристики I_C (I_{BB}) СМ с уменьшением $R_{C,\,E\,мин\,x} < 100$ Ом возрастает при ограничении величины $N < 100$.

Величина тока I_C в основном определяется сопротивлениями R_C и R_E, а его максимальное значение $I_{C\,мах}$ пропорционально зависит от параметров СМ следующим образом:

$$I_{C\,мах} \sim U_{CE} \cdot l_{BB} \cdot l_B / (W_C / N_C + W_E / N_E). \quad (107)$$

Зависимость передаточной характеристики I_C (I_{BB}) при больших R_C и R_E существенным образом определяется соотношением l_{BB} / l_B, так, при $l_{BB} / l_B < 1$, крутизна $\partial I_C / \partial I_{BB}$ ($I_{BB} > I_{BB\,s}$, а $I_C < I_{C\,мах}$) получается несколько большей, чем при $l_{BB} / l_B > 1$. Поэтому существует некоторый компромисс для соотношения l_{BB} / l_B, т. к. с его уменьшением возрастает ток смыкания $I_{BB\,s}$ ((91)–(94), рис. 39).

Динамические свойства СМ [87–91] исследованы в режиме его переключения входным сигналом $u_{вх}(t)$ типа ПИ и гармоническим сигналом в схеме, показанной на рис. 42, а, где также в позиции (б) представлен предлагаемый схемотехнический вариант обозначения СМ.

На рис. 43 показаны осциллограммы входного синусоидального сигнала $u_{вх}(t)$ (рис. 43, а) с частотой $f_{вх} = 1$ кГц и выходного сигнала $u_{вых}(t)$ (рис. 43, б), полученного для СМ из Ge (No 2) при $R_н = 240$ Ом и $U_{CE} = 15$ В.

Из рис. 43, б, видно, что частота $f_{вых}$ выходного сигнала $u_{вых}(t)$ в два раза больше частоты $f_{вых}$ входного сигнала $u_{вх}(t)$: $f_{вых} = 2 \cdot f_{вх}$, что обусловлено особенностью передаточной характеристики СМ (рис. 41, б), т. к. смыкание его p-n переходов происходит как при положительной, так и при отрицательной полуволне входного

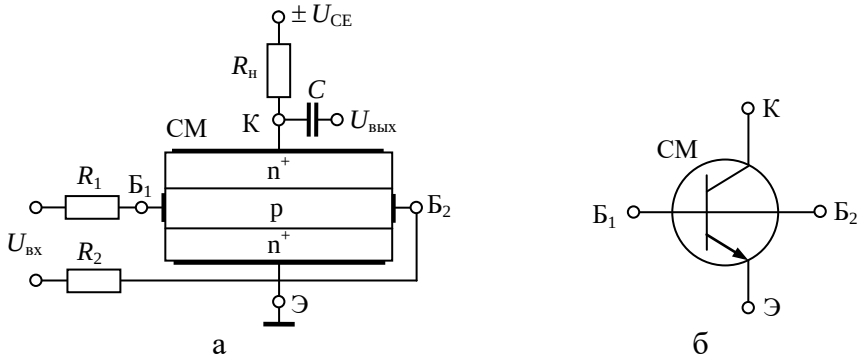


Рис. 42. Принципиальная электрическая схема исследования динамических свойств СМ (а) в режиме его переключения входным сигналом $u_{вх}$ типа ПИ и синусоидальной формы, и предлагаемый схемотехнический вариант обозначения СМ (б)

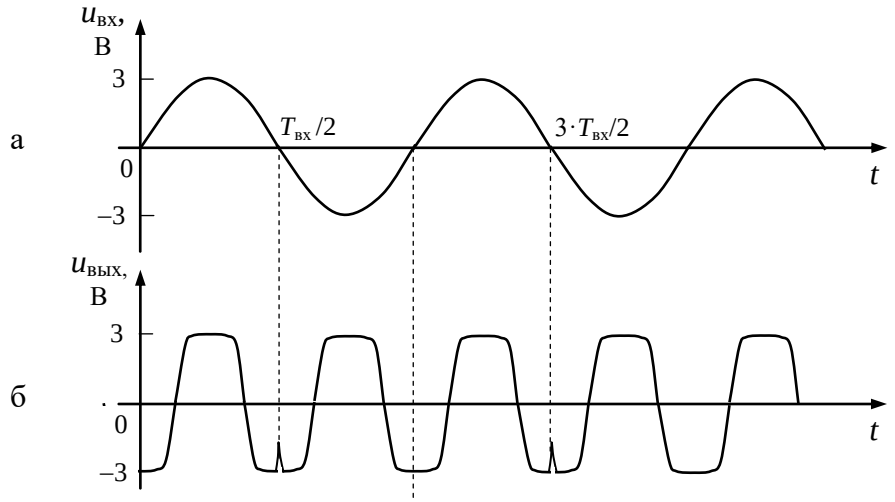


Рис. 43. Осциллограммы входного синусоидального сигнала $u_{вх}(t)$ (а) с частотой $f_{вх} = 1$ кГц и выходного сигнала $u_{вых}(t)$ (б), полученного для СМ из Ge (No 2) при $R_н = 240$ Ом и $U_{CE} = 15$ В

двухполярного сигнала $u_{вх}(t)$. Во время каждого второго – в моменты $T_{вх}/2$, $3\cdot T_{вх}/2$ и т. д. отрицательного полупериода выходного сигнала $u_{вых}(t)$ наблюдается частичное включение СМ, что не связано с эффектом смыкания p-n переходов, т. к. в эти моменты времени $u_{вх}(t) = 0$ (рис. 43, а). Установлено, что это явление обусловлено наличием биполярного транзисторного усиления в исследованных СМ. В моменты t времени, когда $u_{вх}(t) = 0$, скорость изменения $\partial u_{вх}(t)/\partial t$ максимальна и через паразитные емкости $C_{БЭ}$ между выводами Б$_{1,\ 2}$ базы и эмиттером Э на эмиттерный p-n переход СМ поступают короткие импульсы отрицательной и положительной полярности, которые и открывают соответствующего типа проводимости СМ с частотой $f_{вх}$ входного сигнала $u_{вх}(t)$ (на рис. 43 это соответствует для СМ p-n-p типа проводимости). Необходимо отметить, что наличие биполярного транзисторного эффекта в СМ является нежелательным, т. к. это существенно ограничивает работоспособность СМ на высокие частоты. Поэтому, при разработке СМ необходимо обеспечить отсутствие биполярного транзисторного эффекта в нем.

Исследование ПХ включения СМ p-n-p типа проводимости из Ge (No 2) проводились подачей $u_{вх}(t)$ типа ПИ с длительностью фронта $t_{г\ вх} \approx 0{,}2$ нс и при этом на выходе наблюдались перепады $u_{вых}(t)$ с длительностью фронта $t_{г\ вых} = (5–10)$ нс – для отрицательных ПИ, и $t_{г\ вых} = (10–20)$ нс – для положительных ПИ. Меньшие значения $t_{г\ вых}$ при переключении СМ отрицательными ПИ объясняется влиянием биполярного транзисторного эффекта. При этом необходимо отметить, что включение входным ПИ

исследованного СМ в режиме БТ, и при его переключении от ГТ в схеме с ОЭ, длительность фронта $t_{г\ вых}$ ПХ возросла в десятки и более раз. Полученные времена $t_{г\ вых}$ переключения СМ в большой степени обусловлены постоянной времени $\tau_{вых}$ выходной цепи схемы измерения, которая, при следующих параметрах СМ и элементов схемы: C_C = 50 пФ и $R_н$ = 290 Ом, была порядка величины $\tau_{вых} = R_н \cdot C_C \approx 14{,}5$ нс.

3.3. Параметрические характеристики и свойства СМ

Исследования входной ВАХ СМ показали наличие существенной нелинейности входного сопротивления R_{BB} базы (рис. 40, б), особенно при $U_{BB} \approx U_{BB\ s}$ и больше. Также большая нелинейность наблюдается и в передаточной характеристике I_C (I_{BB}) (рис. 41, б) при $I_{BB} > I_{BB\ s}$, что свидетельствует о весьма хороших варисторных свойствах СМ. Параметрические свойства СМ в варакторном режиме исследованы в [92–95], где показано, что емкость C_{CE} между выводами коллектора К и эмиттера Э СМ зависит от величины тока $I_{BB} \le I_{BB\ s}$.

Теоретический анализ параметрических характеристик СМ от режима его работы проведен в [96] на структуре, показанной на рис. 38. Как уже показано, процесс сближения ООЗ p-n переходов СМ вдоль направления x в базе с увеличением тока I_{BB} происходит нелинейно. Поэтому зависимости $y_C(x)$ и $y_E(x)$ неявным образом выражаются через напряжение $U_{BB}(x)$, падающей в сечении проводящего канала базы на расстоянии x, следующими уравнениями:

$$y_C = \{2 \cdot \varepsilon_o \cdot \varepsilon_B \cdot [U_{CE} + U_{BB}(x) + U_{BC\,i}]/(q \cdot N_B)\}^{1/2}, \tag{108}$$

$$y_E = \{2 \cdot \varepsilon_o \cdot \varepsilon_B \cdot [U_{BB}(x) + U_{BE\,i}]/(q \cdot N_B)\}^{1/2}, \tag{109}$$

а полный ток I_{BB} вдоль канала базы СМ определяется выражением следующего вида:

$$I_{BB} = q \cdot \mu_B \cdot N_B \cdot l_B \cdot (W_B - y_C - y_E) \cdot dU_{BB}(x)/dx. \tag{110}$$

Полная электрическая емкость C_{CE} между электродами К и Э структуры СМ состоит из последовательно соединенных барьерных емкостей C_C и C_E коллекторного и эмиттерного p-n переходов, соответственно, и определяется следующим выражением:

$$C_{CE} = C_E \cdot C_C / (C_E + C_C). \tag{111}$$

Из-за неравномерного распределения толщен y_C и y_E вдоль канала базы СМ (рис. 38), барьерные емкости C_C и C_E определяются на основе физической эквивалентной схемы замещения СМ, показанной на рис. 44, а.

Из рис. 44, а, видно, что распределенные емкости C_C и C_E замещены емкостями $C_{C\ 1,\ldots,\ N}$ и $C_{E\ 1,\ldots,\ N}$, соответственно, а распределенные омические сопротивления областей коллектора, базы и эмиттера СМ в направлении тока I_C между электродами К и Э замещены резисторами R_C, R_B и R_E, соответственно. Целое число N указывает степень разбиения активной части СМ в направлении x на участки $\Delta x = L_{BB}/N$ и соответствующие емкости $C_{C\ i}$ и $C_{E\ i}$ в этих участках Δx, где i =1, 2,..., N, рассчитываются из уравнений такого вида:

$$C_{C\,i} = \varepsilon_o \cdot \varepsilon_B \cdot l_B \cdot \Delta x / y_C(x_i), \qquad C_{E\,i} = \varepsilon_o \cdot \varepsilon_B \cdot l_B \cdot \Delta x / y_E(x_i), \tag{112}$$

здесь координата $x_i = x$ определяется из интервала $0 \le x \le l_{BB}$.

Полные барьерные емкости C_C и C_E через их составляющие $C_{C\,i}$ и $C_{E\,i}$ определяются из выражений следующего вида:

$$C_C = \sum_1^n C_{C\,i}, \qquad C_E = \sum_1^n C_{E\,i}. \tag{113}$$

Для определения $U_{BB}(x)$, из уравнений (108)–(110), с учетом выражений (93), путем

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

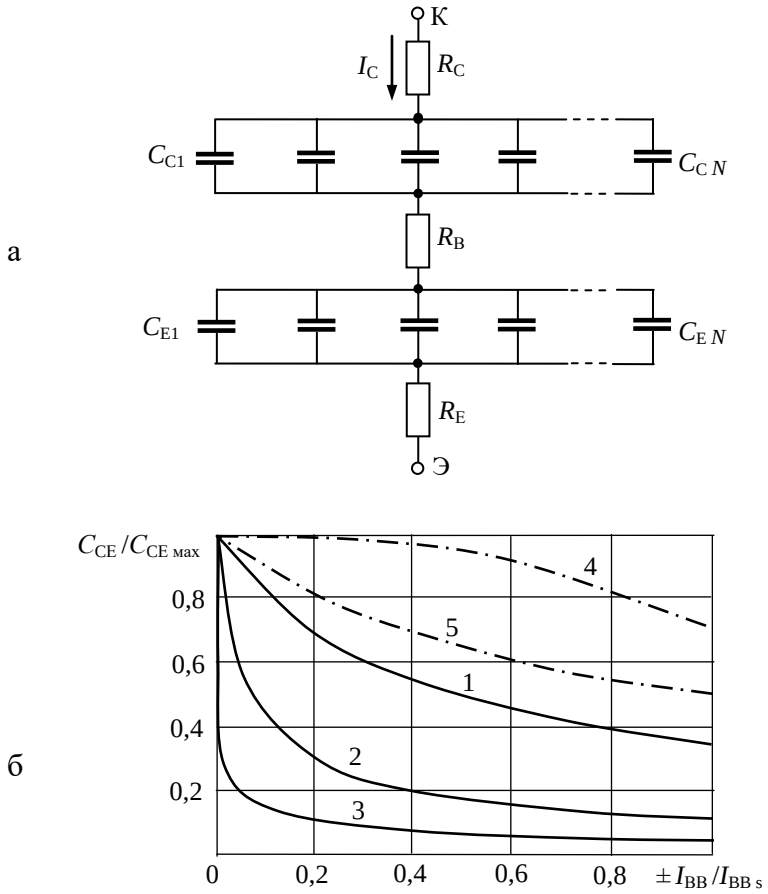


Рис.44. Физическая эквивалентная схема замещения СМ для расчета емкости C_{CE} (а) и рассчитанные зависимости емкости C_{CE} от величины тока I_{BB} (б), нормированные относительно максимальной величины $C_{CE\,max}$, при $U_{CE} = 0$ и $I_{BB} = 0$, и относительно тока $I_{BB\,s}$, полученные для СМ из Si n-p-n типа проводимости со следующими параметрами: $\varepsilon_B = 12$; $\mu_B = 0{,}03$ см^2/В·с; $n_i = 2\cdot10^{16}$ см$^{-3}$; $T = 300$ К; $N_C = N_E = 10^{21}$ см$^{-3}$; $N_B = 10^{16}$ (кривая 1), 10^{17} (2, 4, 5), 10^{18} (3) см$^{-3}$; $W_B = 5$ (1–3), 1 (5), 0,5 (4) мкм

интегрирования получается выражение неявного вида, в которой для каждой величины тока I_{BB} из интервала $0 \le I_{BB} \le I_{BB\,s}$ – ток смыкания при $U_{BB} = U_{BB\,s}$ (91), определяются значения $U_{BB}(x)$ в соответствующих точках x в интервале $0 \le x \le l_{BB}$:

$$x\cdot I_{BB}/(q\cdot\mu_B\cdot N_B\cdot l_B) = W_B\cdot U_{BB}(x) - 2\cdot[2\cdot\varepsilon_o\cdot\varepsilon_B/(q\cdot N_B)]^{1/2}\times$$
$$\times\{[(U_{CE} + U_{BC\,i}) + U_{BB}(x)]^{3/2} - [U_{BE\,i} + U_{BB}(x)]^{3/2}\}/3. \qquad (114)$$

Алгоритм решения уравнений (108)–(114) сводится к определении величины $U_{BB\,s}$ из (92) по известным физико-технологическим параметрам СМ (рис. 38), последующим определением тока $I_{BB\,s}$ из (91), при $U_{BB} = U_{BB\,s}$, последующим определением матрицы величин $U_{BB}(x)$ из (114), последующим определением матриц y_C и y_E из (108) и (109), последующим расчетом матриц емкостей $C_{C\,i}$ и $C_{E\,i}$ из (112), и в окончательном расчете величины C_{CE} из (111) и (113).

На рис. 44, б, представлены графики рассчитанных зависимостей емкости C_{CE} от величины тока I_{BB}, нормированные относительно максимальной величины $C_{CE\,max}$, при $U_{CE} = 0$ и $I_{BB} = 0$, и относительно тока $I_{BB\,s}$. Рассчитанные зависимости $C_{CE}(I_{BB})$ получены для кремниевого СМ n-p-n типа проводимости со следующими параметрами: $\varepsilon_B = 12$; $\mu_B = 0{,}03$ см^2/В·с; $n_i = 2\cdot10^{16}$ см$^{-3}$; $T = 300$ К; $N_C = N_E = 10^{21}$ см$^{-3}$; $N_B = 10^{16}$ (кривая 1), 10^{17}

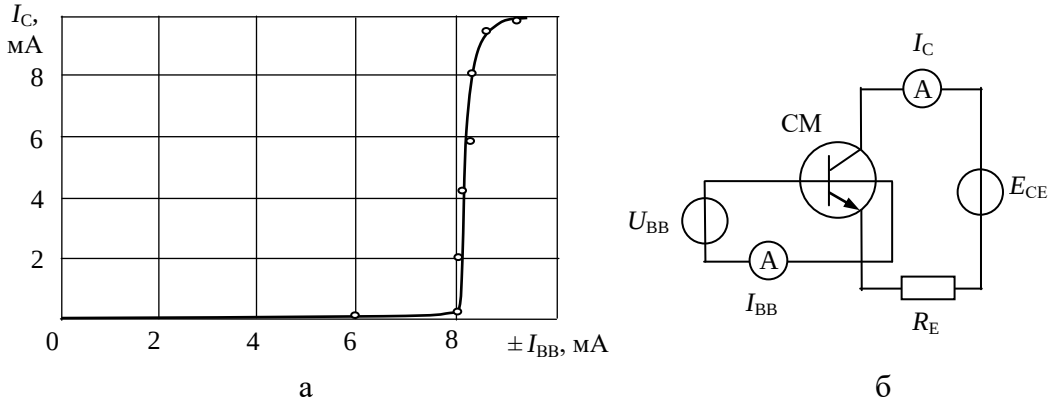
(2, 4, 5), 10^{18} (3) см $^{-3}$; W_B = 5 (1–3), 1 (5), 0,5 (4) мкм. Величины параметров l_{BB} и l_B, и изменение типа проводимости СМ на p-n-p не влияют на зависимости C_{CE} (I_{BB}), причем наиболее сильное влияние на закон изменения зависимости C_{CE} (I_{BB}) оказывает толщина базы W_B и при W_B < 1 мкм, имеется возможность с линейной зависимости C_{CE} (I_{BB}) (область между штрихпунктирными кривыми 4 и 5 на рис. 44, б).

По существу СМ является четырехполюсником, поэтому применение его в качестве активного элемента в СВЧ- технике, в частности в параметрических СВЧ-устройствах, существенно упрощает их конструкцию из-за отпада необходимости в СВЧ-развязки между СВЧ- каналами гетеродина и радио тракта входного-выходного СВЧ-сигналов. Проведенные исследования показали перспективность применения разработанных СМ в СВЧ- параметрических умножителях частоты, в малошумящих СВЧ-смесителях и в СВЧ- параметрических усилителях.

Впервые использовать СМ в качестве параметрического элемента – смесителя предложено в [97], где указана простата конструкции, широкий диапазон рабочих частот, высокая эффективность преобразования частоты с малыми шумами, что воплощает в себе положительные свойства диодных и транзисторных СВЧ- смесителей. Экспериментальные исследования параметрических характеристик и свойств СМ из Si, представленные в [98, 99], подтвердили эти доводы.

На основе кремниевой планарной технологии были изготовлены опытные образцы кремниевых СМ различных конструкций, в том числе и на сапфировой подложке, n-p-n и p-n-p типов проводимости, результаты исследования параметрических свойств которых представлены на рис. 45–47.

На рис. 45 показана типичная передаточная характеристика СМ – зависимость тока I_C в цепи коллектор-эмиттер СМ от величины тока базы ± I_{BB}, при напряжении питания E_{CE} > 0.



а б

Рис. 45. Типичная измеренная передаточная характеристика I_C (I_{BB}) (а) опытных образцов кремниевых СМ и схема их измерения (б)

Из рис. 45, а, видно, что для представленного образца СМ ток $I_{BB\,s} \approx 8$ мА.

На рис. 46 показаны типичные зависимости емкости C_{CE} и проводимости G_{CE} между коллектором К и эмиттером Э кремниевых СМ от величины тока ± I_{BB}.

Полученные результаты измерений показали наличие ярко выраженных параметрических свойств изготовленных опытных образцов кремниевых СМ, которые могут быть использованы при построении различных СВЧ- параметрических устройств.

На рис. 47 представлены результаты измерения смесительных характеристик СМ на СВЧ, откуда видно, что на выходе $U_{вых}$ – на коллекторе К смесителя на СМ наблюдается большое количество комбинационных частот $\omega_{вых}$ сигнала $u_{вых}$ (t), кратных частоте $\omega_c = 2\cdot\pi\cdot 3$ ГГц входного сигнала $u_{вх}$ (t) на входе $U_{вх}$ – на эмиттере Э СМ и частоте $\omega_г = 2\cdot\pi$ 1,2 ГГц сигнала $u_г$ (t) на входе $U_г$ гетеродина в цепи баз СМ. На выходе $U_{вых}$ смесителя (рис. 47, б) наблюдались частоты: $\omega_c - \omega_г = 2\cdot\pi\cdot 1{,}8$ ГГц; $\omega_c + \omega_г = 2\cdot\pi\cdot 4{,}2$ ГГц;

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

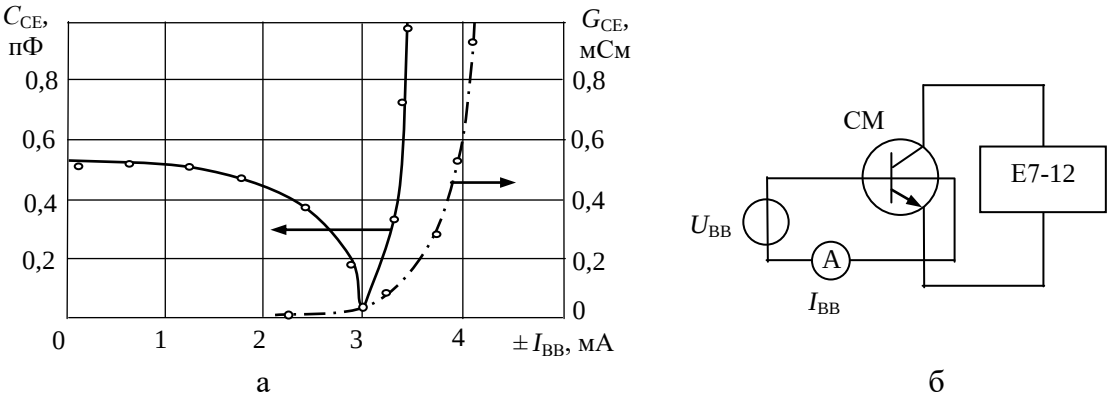


Рис. 46. Типичные измеренные зависимости емкости C_{CE} (сплошная кривая) и проводимости G_{CE} (пунктирная кривая) между коллектором К и эмиттером Э опытных образцов кремниевых СМ от величины тока $\pm I_{BB}$ (а) и схема их измерения (б)

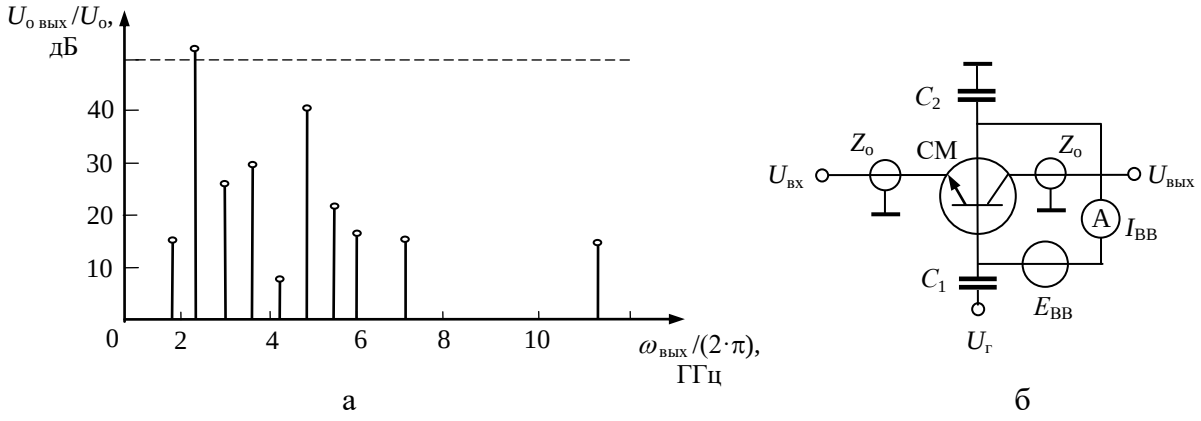


Рис. 47. Типичные зависимости амплитуд $U_{о\,вых}$ гармоник $\omega_{вых}$, измеренных на коллекторе К опытных образцов кремниевых СМ при подаче входного сигнала $u_{вх}(t)$ с частотой $\omega_с = 2\cdot\pi\cdot 3$ ГГц на эмиттере Э и сигнала $u_г(t)$ гетеродина с частотой $\omega_г = 2\cdot\pi\cdot 1{,}2$ ГГц в цепи баз СМ, при $I_{BB} = 0$ (а), где пунктирной линией показан уровень входного сигнала $u_{вх}(t)$, и схема измерения (б)

$\omega_с + 2\cdot\omega_г = 2\cdot\pi\cdot 5{,}4$ ГГц; $\omega_с + 7\cdot\omega_г = 2\cdot\pi\cdot 11{,}4$ ГГц, а также гармоник сигнала $u_г(t)$ гетеродина – $\omega_г$: 2,4 ГГц ($2\cdot\omega_г$); 3,6 ГГц ($3\cdot\omega_г$); 4,8 ГГц ($4\cdot\omega_г$); 6 ГГц ($5\cdot\omega_г$); 7,2 ГГц ($6\cdot\omega_г$). Эти измерения проводились при помощи преобразователя Я4С-60 и блока ПЧ Я4С-54, изготовленных в СССР. Как и ожидалось получено хорошее удвоение частоты $\omega_г$ гетеродина.

Варакторные свойства СМ в режиме параметрического усиления исследовались в схеме, показанной на рис. 48, а.

Сигналы на вход $U_{вх}$, выход $U_{вых}$ и вход гетеродина $U_г$ подавались через соответствующие полосовые фильтры $Ф_с$, $Ф_{вых}$ и $Ф_г$, выполненные по технологии СВЧ-микро полосковых линий с волновым сопротивлением $Z_о = 50$ Ом. При подаче только СВЧ- сигнала $u_г(t)$ на вход гетеродина $U_г$ с частотой $\omega_г = 2\cdot\pi\cdot 1{,}2$ ГГц , на выходе $U_{вых}$ наблюдались выходные СВЧ- гармоники $u_{вых}(t)$ с кратными частотами $\omega^n_{вых} = n\cdot\omega_г$, здесь $n = 1, 2, 3,\ldots, n$ – номер гармоники. Уменьшение амплитуды $U_{о\,вых}$ этих гармоник с увеличением n показаны на рис. 48, б, откуда видно, что наблюдается функциональная зависимость более близкое к закону $1/n$, чем к закону $1/n^2$. Это свидетельствует об варакторном режиме работы СМ. При приложении напряжения $|E_{BB}| > 0$ и пропускании

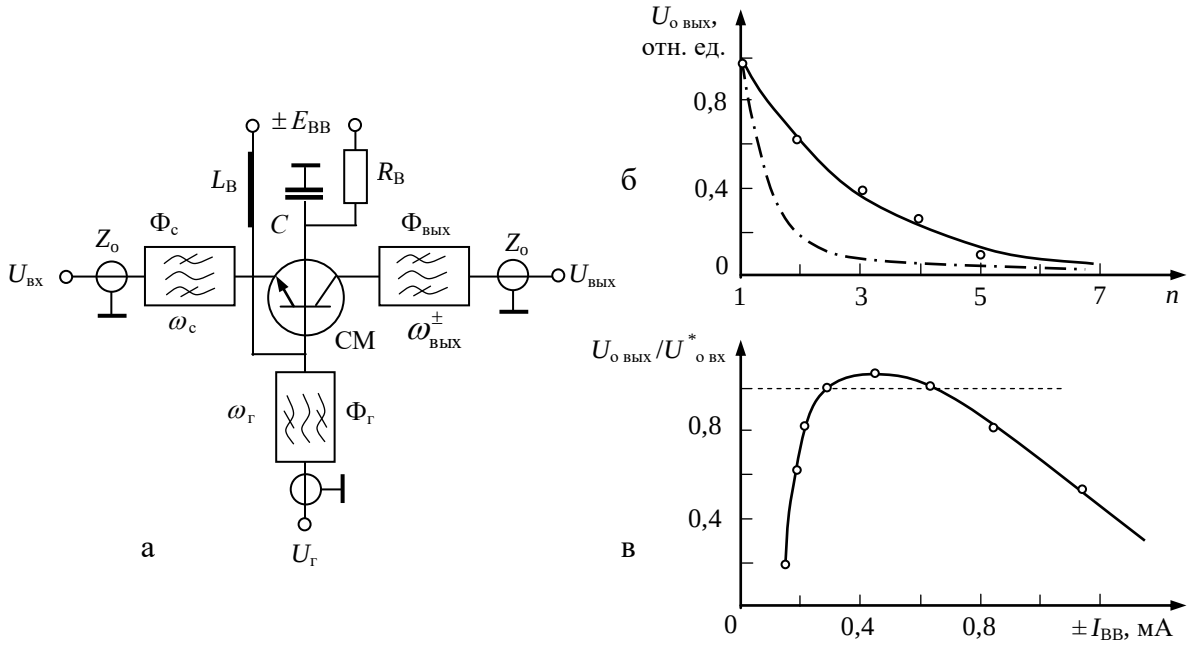


Рис. 48. Принципиальная блок-схема исследования варакторных свойств СМ в режиме параметрического усиления (а), измеренная зависимость амплитуды $U_{о\ вых}$ гармоник $\omega^{n}_{вых}$ от их номера n (б), здесь сплошной линией показана функциональная зависимость по закону $1/n$, а штрихпунктирной линией – $1/n^2$, и измеренная зависимость амплитуды $U_{о\ вых}(\pm I_{ВВ})$ (в) для гармоники с частотой $\omega^{+}_{вых}$, где $U_{о\ вых}$ представлены нормированными относительно $U^{*}_{о\ вх}$, и где пунктирной линией показан уровень входного сигнала $U_{о\ вх}/U_о = 40$ дБ

тока $\pm I_{ВВ}$ вдоль базовой области СМ, амплитуды $U_{о\ вых}$ СВЧ- гармоник $\omega^{n}_{вых}$ уменьшаются и при $I_{ВВ} \approx I_{ВВ\ s}$, зависимость $U_{о\ вых}$ от n становится близкой к закону $1/n^2$, что свидетельствует об варисторном режиме работы СМ.

При одновременной подаче СВЧ- сигнала $u_г(t)$ на вход гетеродина $U_г$ с частотой накачки $\omega_н = 2\cdot\omega_г = 2\cdot\pi\cdot 2{,}25$ ГГц и входного СВЧ- сигнала $u_{вх}(t)$ на вход $U_{вх}$ с частотой $\omega_с = 2\cdot\pi\cdot 0{,}45$ ГГц, на выходе $U_{вых}$ исследуемой схемы (рис. 48, а) наблюдались выходные СВЧ- гармоники $u_{вых}(t)$ с кратными частотами $\omega^{+}_{вых} = \omega_с + \omega_н = 2\cdot\pi\cdot 2{,}7$ ГГц и $\omega^{-}_{вых} = \omega_н - \omega_с = 2\cdot\pi\cdot 1{,}8$ ГГц.

Измеренная зависимость амплитуды $U_{о\ вых}$, для СВЧ- гармоники $u_{вых}(t)$ с частотой $\omega^{+}_{вых}$, от величины тока $I_{ВВ}$ показана на рис. 48, в, где результаты измерений представлены нормированными относительно амплитуды $U^{*}_{о\ вх}$ входного сигнала $u_{вх}(t)$. Эти результаты получены для кремниевого СМ с величиной тока $I_{ВВ\ s} \geq 3$ мА смыкания p-n переходов в базе СМ. При величине тока $I_{ВВ} \approx 0{,}5$ мА получено параметрическое усиление более 3 дБ.

Полученные результаты показали перспективность применения кремниевых СМ в качестве варакторов и варисторов в различных параметрических устройствах на СВЧ. Варакторные свойства СМ целесообразно использовать в первом каскаде СВЧ-параметрического усилителя (ПУ), а варисторные свойства – в СВЧ- смесительном каскаде, т. к. это обеспечивает более эффективное понижение выходной частоты $\omega^{\pm}_{вых}$ относительно частоты $\omega_с$ входного сигнала $u_{вх}(t)$. Дальнейшее усиление сигнала $u_{вх}(t)$ на частоте $\omega^{\pm}_{вых}$ обеспечивается СВЧ- транзисторными каскадами. Требования к шумовым характеристикам этих каскадов понижаются, т. к. коэффициент $F_ш$ шума ПУ в этом случае в основном определяется низким шумом первого СВЧ- параметрического

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

каскада ПУ. При этом необходимо отметить, что применение СМ в СВЧ-параметрических устройствах решает известную проблему развязки СВЧ- цепей, а именно цепей вход-накачка-выход этих устройств, а также обеспечивает вдвое меньшую частоту $\omega_{г}$ гетеродина для получения необходимой величины частоты $\omega^{\pm}_{вых}$ выходного сигнала $u_{вых}(t)$.

3.4. Анализ основных характеристик ПУ на СМ

Параметрический принцип усиления и генерации электрических сигналов известен давно и в настоящее время наиболее широко используется в криогенных ПУ, которые наиболее широко применяются в радиоастрономии, в том числе и в космической связи. Однако в области СВЧ, где создание малошумящих устройств наиболее сложно, остается много проблем, которые не позволяют полностью реализовать потенциальные возможности СВЧ- ПУ. В частности, окончательно не решен вопрос развязки цепей СВЧ- ПУ: вход-накачка-выход, т. к. существующие развязывающие СВЧ- устройства несовершенны и это значительно ухудшает усилительные характеристики СВЧ- ПУ [100, 102].

Анализ различных способов реализации параметрического усиления показал, что наиболее простой способ – одноконтурный ПУ, в котором параметрическая емкость $\tilde{C}$ (варактор) непосредственно введен в колебательный СВЧ- контур ПУ и величина емкости $\tilde{C}$ меняется при помощи сигнала $u_{г}(t)$ генератора накачки с частотой $\omega_{н}$. Однако такие СВЧ- ПУ имеют многие недостатки, т. к. колебательный СВЧ- контур требует большой ширины рабочих частот для одновременного пропускания частот входного СВЧ-сигнала – $\omega_{с}$, сигнала СВЧ- накачки – $\omega_{н}$ и выбранной комбинационной СВЧ- частоты $\omega_{к}$. Также другим недостатком является необходимость обеспечения когерентного приема в синхронном режиме накачки, а также возникновение на выходе $U_{вых}$ СВЧ- биений в асинхронном режиме накачки и т. д., что препятствуют практическому применению одноконтурных СВЧ- ПУ. Этих недостатков лишены двухконтурные СВЧ- ПУ, которые способны работать при любых соотношениях СВЧ- частот входного сигнала – $\omega_{с}$ и накачки – $\omega_{н}$. Это достигается за счет СВЧ- колебаний, возникающих на одной из комбинационных СВЧ- частот $\omega_{х}$: $\omega_{х} = |n\cdot\omega_{с} \pm m\cdot\omega_{н}|$ – холостой частоте во вспомогательном (холостом) СВЧ- колебательном контуре, где $n, m = 1, 2, 3, \ldots$ – целые числа. Связь между сигнальным и холостым СВЧ- контурами обеспечивается при помощи параметрической емкости $\tilde{C}$, которая позволяет соединят эти СВЧ- контуры параллельно или последовательно. Анализ показывает, что при равных прочих условиях, усиление в СВЧ- ПУ больше при параллельном включении $\tilde{C}$ [100], т. к. в этом случае через сравнительно малый импеданс $\tilde{C}$ обеспечивается короткое замыкание (КЗ) практически для всех пассивных комбинационных СВЧ- частот $\omega_{к}$. Кроме того, параллельное включение $\tilde{C}$ автоматически решает вопрос охлаждения $\tilde{C}$, т. к. один его вывод соединен с массой устройства – радиатором.

В зависимости от того, в каком СВЧ- контуре включена нагрузка $R_{н}$, двухконтурные СВЧ- ПУ бывают “*на проход*” или “*на отражение*”. В СВЧ- ПУ “на отражение”, где $R_{н}$ включен во входном – сигнальном СВЧ- контуре, усиление получают только за счет регенерации, а в ПУ “на проход”, где $R_{н}$ включен во выходном СВЧ-контуре, усиление получают и за счет разности частот $\omega_{с}$ и $\omega_{н}$.

В двухконтурном СВЧ- ПУ “на проход” с преобразованием частоты “*вверх*”, эквивалентная схема которого показана на рис. 49, где в качестве параметрической емкости $\tilde{C}$ используется емкость $C_{СЕ}$ СМ, усиление получают на суммарной СВЧ- частоте $\omega^{+}_{вых} = \omega_{с} + \omega_{н}$ с коэффициентом усиления по мощности $K^{+}_{р} = \omega^{+}_{вых}/\omega_{с}$ [101, 103].

Коэффициент $K^{+}_{р}$ усиления мощности СВЧ- ПУ, показанного на рис. 49, при

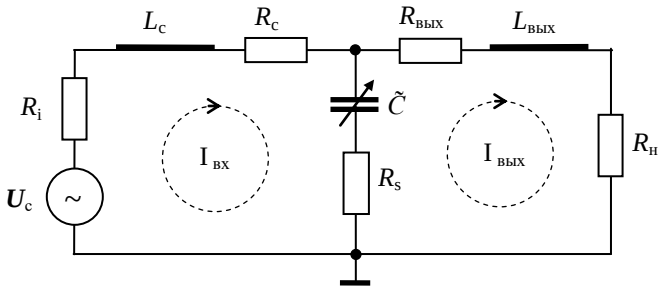


Рис. 49. Эквивалентная схема двухконтурного СВЧ- ПУ “на проход” с преобразованием частоты “вверх”, здесь индуктивности L_c и $L_{вых}$ с начальной емкостью C_o варактора $\tilde{C}$ настроены в резонанс частотам ω_c и $\omega^+_{вых}$, соответственно

настройке его СВЧ- контуров L_c – на входе и $L_{вых}$ – на выходе ПУ в соответствующий резонанс СВЧ- частотам ω_c и $\omega^+_{вых}$, определяется выражением следующего вида:

$$K^+_p = 4\cdot R_i\cdot R_н/[(R_i + R_s)\cdot(R_н + R_s)\cdot\omega_c\cdot C_o/m^* + m^*/(\omega^+_{вых}\cdot C_o)]^2, \qquad (115)$$

где коэффициент m^* модуляции эластанца варактора $\tilde{C}$ определяется выражением:

$$m^* = C_1^{-1}/(2\cdot C_o^{-1}), \qquad (116)$$

причем здесь и далее приняты следующие обозначения: C_o и C_1 – начальная и конечная значения емкости варактора $\tilde{C}$; R_i, R_c, $R_{вых}$ и R_s – активные сопротивления потерь в генераторе входного сигнала $\boldsymbol{U}_c$, в цепях входного $I_{вх}$ и выходного $I_{вых}$ контуров и варактора $\tilde{C}$, соответственно; $R_н$ – сопротивление нагрузки.

Относительный коэффициент $F_ш$ шума СВЧ- ПУ, показанного на рис. 49, определяется так:

$$F_ш = 1 + T_C\cdot R_s\cdot[1 + (R_i/R_s + 1)^2/(m^*\cdot Q_C)^2]/T_{ш\,o}\cdot R_i, \qquad (117)$$

здесь: T_C – абсолютная температура варактора $\tilde{C}$; $T_{ш\,o}$ – стандартная шумовая температура; Q_C – добротность варактора $\tilde{C}$ на частоте ω_c, причем $Q_C = 1/(\omega_c\cdot C_o\cdot R_s)$.

Результаты расчета на ЭВМ коэффициентов K^+_p и $F_ш$ из выражений (115)–(117) представлены графиками на рис. 50–52.

Проведенные расчеты показали, что с увеличением глубины модуляции m^* эластанца варактора $\tilde{C}$, для обеспечения одинакового значения K^+_p необходимо увеличивать начальную емкость C_o варактора $\tilde{C}$. Постоянство усиления K^+_p достигается в наибольшем интервале m^* и C_o, при увеличении их значений (рис. 50, рис. 52). Однако увеличение C_o влечет нежелательное возрастание коэффициента $F_ш$ (рис. 50). Далее, установлено, что величина сопротивления R_s мало влияет на местоположение максимума K^+_p относительно величин C_o и m^*. Однако при больших R_s усиление K^+_p уменьшается, а шумы $F_ш$ увеличиваются, что является крайне нежелательным для СВЧ- ПУ.

Проведенный теоретический анализ двухконтурного СВЧ- ПУ “на проход” (рис. 49) с преобразованием частоты “вверх”, в котором усиление получают на суммарной СВЧ- частоте $\omega^+_{вых} = \omega_c + \omega_н$ с коэффициентом K^+_p усиления по мощности $K^+_p = \omega^+_{вых}/\omega_c$, показал, что K^+_p достигает 9–10 дБ. Если выходной СВЧ- сигнал $u_{вых}(t)$ снимается с СВЧ- контура $L_{вых}$ с разностной СВЧ- частотой $\omega^-_{вых} = \omega_н - \omega_c$, то усиление получают и за счет преобразования СВЧ- частоты, и за счет регенерации, которую обеспечивают путем внесения отрицательного сопротивления r_- варактора $\tilde{C}$ в оба СВЧ- контура $I_{вх}$ и $I_{вых}$ СВЧ- ПУ. При таком режиме работы СВЧ- ПУ, его коэффициент K^-_p усиления по мощности,

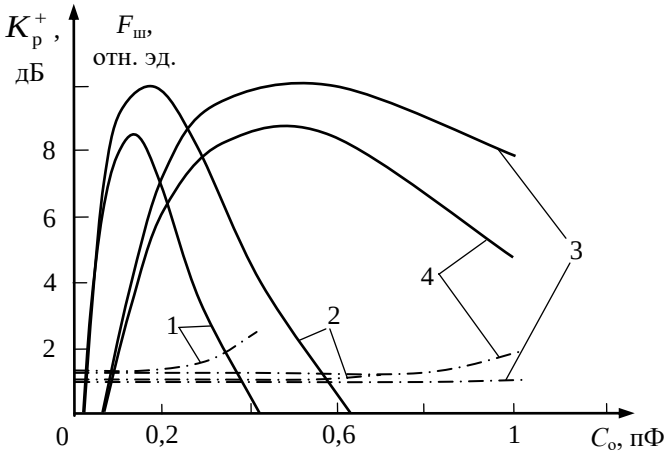


Рис. 50. Рассчитанные зависимости $K_р^+$ (сплошные линии) и $F_ш$ (штрихпунктирные линии) от начальной емкости $C_о$ варактора $\tilde{C}$ для двухконтурного СВЧ-ПУ “на проход” с преобразованием частоты “вверх”, при: R_s = 1 (кривые 2 и 3), 11 (1 и 4) Ом; m^* = 0,1 (1 и 2), 0,5 (3 и 4); $\omega_с = 2\cdot\pi\cdot 1$ ГГц; $\omega_н = 2\cdot\pi\cdot 10$ ГГц

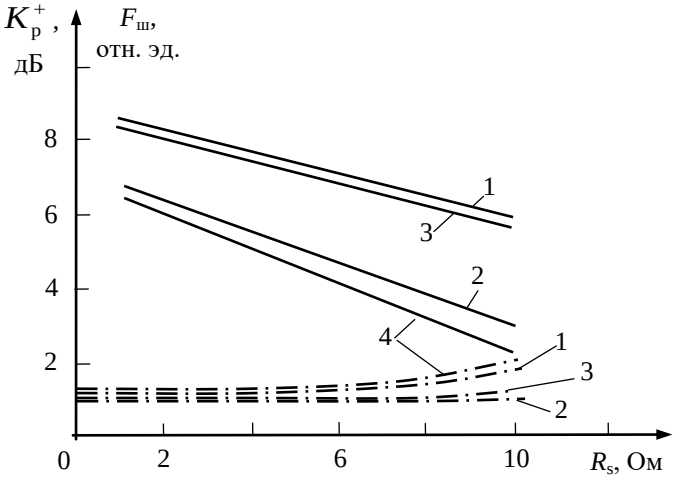


Рис. 51. Рассчитанные зависимости $K_р^+$ (сплошные линии) и $F_ш$ (штрихпунктирные линии) от сопротивления потерь R_s варактора $\tilde{C}$ для двухконтурного ПУ “на проход” с преобразованием частоты “вверх”, при: $C_о$ = 0,08 (кривая 1), 0,15 (2), 0,4 (3), 0,8 (4) пФ; m^* = 0,1 (1 и 2), 0,5 (3 и 4); $\omega_с = 2\cdot\pi\cdot 1$ ГГц; $\omega_н = 2\cdot\pi\cdot 10$ ГГц

при настройке его СВЧ- контуров $I_{вх} - L_с$ и $I_{вых} - L_{вых}$ на соответствующие резонансные СВЧ- частоты $\omega_с$ и $\omega_{вых}^-$, определяется [100, 102]:

$$K_р^- = K_{р\text{-}\Delta\omega}\cdot K_{р\text{-}рег}, \qquad (118)$$

здесь: $K_{р\text{-}\Delta\omega}$ – коэффициент усиления по мощности за счет преобразования СВЧ- частоты; $K_{р\text{-}рег}$ – коэффициент усиления по мощности за счет регенерации в режиме “на проход”.

Коэффициенты $K_{р\text{-}\Delta\omega}\cdot$и $K_{р\text{-}рег}$ определяются выражениями следующего вида:

$$K_{р\text{-}\Delta\omega} = 4\cdot R_i\cdot R_н/[(R_i + R_s)\cdot(R_н + R_s)\cdot\omega_с\cdot C_о/m^* + m^*/(\omega_{вых}^-\cdot C_о)]^2, \qquad (119)$$

$$K_{р\text{-}рег} = [(1 + \gamma_г - 2\cdot R_s/(R_н + R_s)]^2/(1 - \gamma_г)^2. \qquad (120)$$

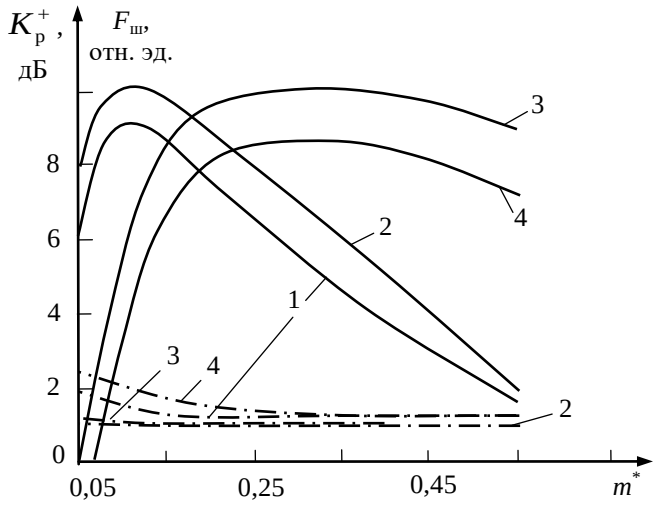


Рис. 52. Рассчитанные зависимости $K_р^+$ (сплошные линии) и $F_ш$ (штрихпунктирные линии) от глубины модуляции m^* эластанца варактора $\tilde{C}$ для двухконтурного СВЧ- ПУ “на проход” с преобразованием частоты “вверх”, при: R_s = 1 (кривые 2 и 3), 11 (1 и 4) Ом; $C_о$ = 0,1 (кривые 1 и 2), 0,3 (3 и 4) пФ; $\omega_с = 2\cdot\pi\cdot 1$ ГГц; $\omega_н = 2\cdot\pi\cdot 10$ ГГц

В выражении (120) коэффициент $\gamma_г$ регенерации равен:

$$\gamma_г = |r_-| /(R_н + R_{вых} + R_s), \tag{121}$$

здесь вносимое варактором $\tilde{C}$ отрицательное сопротивление r_- определяется из выражения следующего вида [101]:

$$r_- = -m^{*2}/[\omega_с\cdot \omega_{вых}^- \cdot C_0^2 \cdot (R_н + R_{вых} + R_s)]. \tag{122}$$

Относительный коэффициент $F_ш$ шума СВЧ- ПУ “на проход” с преобразованием СВЧ- частоты “вниз” определяется выражением следующего вида [100, 102]:

$$F_ш = 1 + 4\cdot T_С\cdot R_s\cdot(1 - R_с/R_i + |r_-|/R_i)^{-2}/(T_{шо}\cdot R_i). \tag{123}$$

Результаты расчета на ЭВМ коэффициентов $K_р^-$ и $F_ш$ из выражений (118)–(123) представлены графиками на рис. 53–55.

Из графиков на рис 53–55 видно, что с увеличением глубины модуляции m^* эластанца варактора $\tilde{C}$ для получения одинаковых $K_р^-$ необходимо увеличивать начальную емкость $C_о$ варактора $\tilde{C}$ (рис. 55). Однако увеличение $C_о$ влечет существенное возрастание $F_ш$ и уменьшение $K_р^-$ (рис. 53). Поэтому усилительные характеристики СВЧ-ПУ в режиме “на проход” с преобразованием частоты “вниз” критичны относительно подбора величины емкости $C_о$ варактора $\tilde{C}$, которая при меньших значениях сопротивления R_s должна выбираться по возможности большей (рис. 54).

Проведенные расчеты показали, что нет принципиальных различий между значениями коэффициента $F_ш$ шума для СВЧ- ПУ “на проход” с преобразованием СВЧ-частоты “вверх” и с преобразованием СВЧ- частоты “вниз”. Однако, поскольку $K_р$ регенеративных СВЧ- ПУ при тех же условиях всегда больше, нежели не регенеративных СВЧ- ПУ (по крайней мере в два раза), то шумовой вклад следующего каскада СВЧ-устройства будет меньше для СВЧ- ПУ с отрицательным сопротивлением r_- и, следовательно, СВЧ- система, использующая регенеративный принцип усиления, будет иметь более низкий $F_ш$.

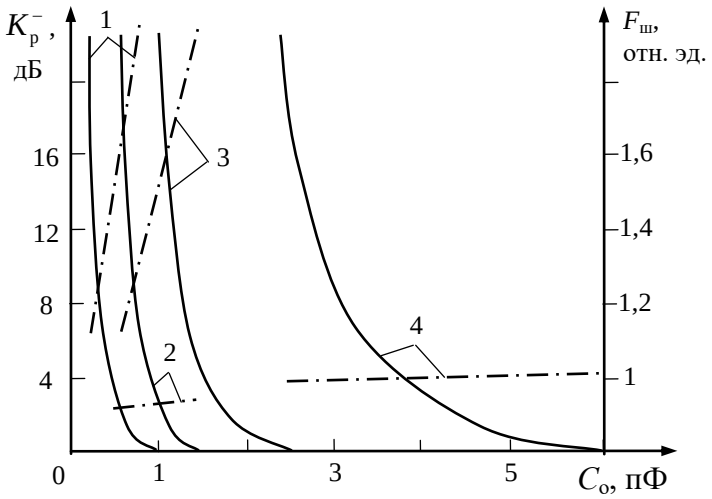


Рис. 53. Рассчитанные зависимости $K_р^-$ (сплошные линии) и $F_ш$ (штрихпунктирные линии) от начальной емкости $C_о$ варактора $\tilde{C}$ для двухконтурного СВЧ-ПУ “на проход” с преобразованием частоты “вниз”, при: R_s = 1 (кривые 2 и 4), 11 (1 и 3) Ом; m^* = 0,1 (1 и 2), 0,5 (3 и 4); $\omega_с = 2\cdot\pi\cdot 1$ ГГц; $\omega_н = 2\cdot\pi\cdot 10$ ГГц

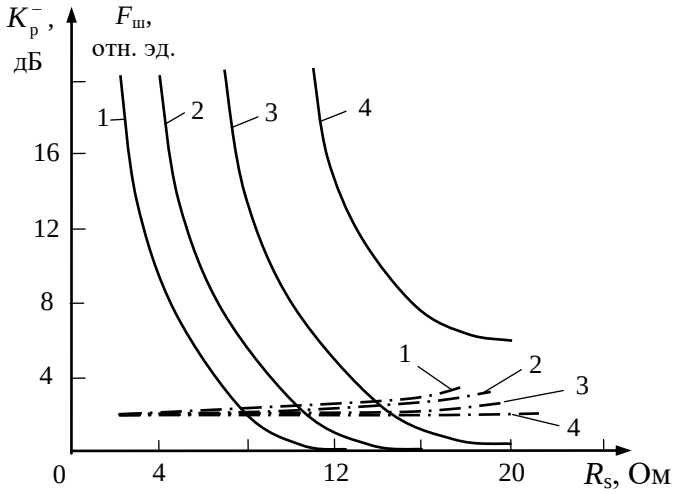


Рис. 54. Рассчитанные зависимости $K_р^-$ (сплошные линии) и $F_ш$ (штрихпунктирные линии) от сопротивления потерь R_s варактора $\tilde{C}$ для двухконтурного СВЧ- ПУ “на проход” с преобразованием частоты “вниз”, при: $C_о$ = 0,2 (кривая 3), 0,35 (1), 0,8 (4), 1,4 (2) пФ; m^* = 0,1 (1 и 3), 0,5 (2 и 4); $\omega_с = 2\cdot\pi\cdot 1$ ГГц; $\omega_н = 2\cdot\pi\cdot 10$ ГГц

Выводы:

1- полученные аналитические выражения и разработанная математическая модель СМ позволяют провести теоретический анализ и инженерный расчет его основных статических и динамических параметров;

2- при токе $I_{BB} \geq I_{BB\ s}$ и $U_{CE} > 0$, через СМ протекает термо-эмиссионный ток коллектора I_C, так называемый ток ограниченный областью пространственного заряда (ОПЗ), обусловленного сравнительно большой концентрацией инжектированных термо-ННЗ, соизмеримой с концентрацией ионизированных атомов примесей, причем направление тока коллектора I_C не меняется с изменением направления тока I_{BB}, т. е. передаточная характеристика I_C ($\pm I_{BB}$) СМ является симметричной;

3- при частоте $f_с$ входного сигнала $u_{вх}(t)$ между выводами $Б_{1,\,2}$ базы СМ, частота $f_{вых}$

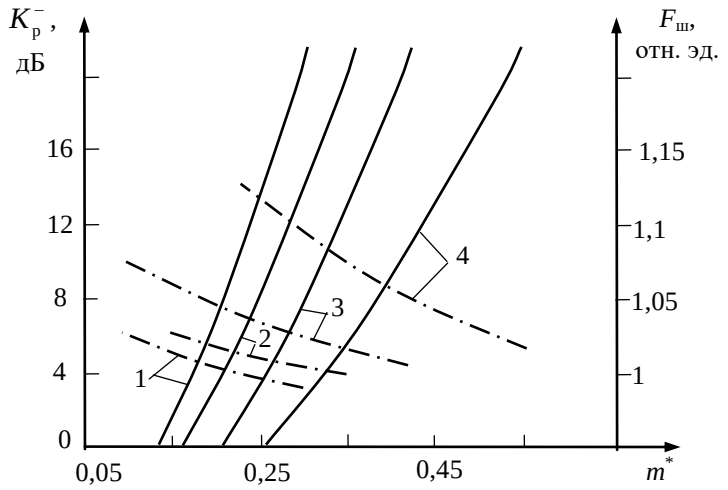


Рис. 55. Рассчитанные зависимости K_p^- (сплошные линии) и $F_ш$ (штрихпунктирные линии) от глубины модуляции m^* эластанца варактора $\tilde{C}$ для двухконтурного СВЧ- ПУ “на проход” с преобразованием частоты “вниз”, при: $R_s = 1$ (кривые 1 и 2), 2 (3 и 4) Ом; $C_o = 1{,}5$ (1 и 3), 2 (2 и 4) пФ; $\omega_c = 2\cdot\pi\cdot 1$ ГГц; $\omega_н = 2\cdot\pi\cdot 10$ ГГц

выходного сигнала $u_{вых}(t)$ на его коллекторе-эмиттере получается в два раза больше: $f_{вых} = 2\cdot f_c$;

4- при токе $I_{BB} \le I_{BB\,s}$, ток $I_C = I_{CE\,o} \approx 0$ и СМ проявляет себя как варактор, емкость C_{CE} которого управляется током I_{BB} базы, причем $C_{CE}(+I_{BB}) \approx C_{CE}(-I_{BB})$;

5- при токе $I_{BB} > I_{BB\,s}$, ток $I_C > 0$ и СМ кроме свойств ключа, проявляет себя как варистор, проводимость которого G_{CE} управляется током I_{BB} базы, причем соблюдается условие – $G_{CE}(+I_{BB}) \approx G_{CE}(-I_{BB})$;

6- СМ является четырехполюсником с гальванически развязанными цепями входа – ($Б_1$-$Б_2$) и выхода – (К-Э) (рис. 42), и применение его в качестве активного элемента в СВЧ-параметрических устройствах существенно упрощает их конструкцию, т. к. отпадает необходимость СВЧ- развязки между СВЧ- каналом гетеродина ($U_г$) – накачки ($U_н$) и СВЧ- радио трактами входного (U_c) – выходного ($U_{вых}$) СВЧ- сигналов;

7- требования к параметрам СМ как ключа и как параметрического элемента различные, однако во всех случаях его конструкция должна обеспечить отсутствие шунтирующих пассивных областей базы для тока I_{BB}. Наиболее просто это требование осуществляется в кольцевой структуре СМ, где эмиттерная область выполнена в виде кольца с первым омическим контактом $Б_1$ базы в центре этого кольца, а другой – второй базовый контакт $Б_2$ выполнен в виде кольца вокруг эмиттерной области. Однако в этом случае нет симметричности тока $\pm I_{BB\,s}$, т. к. $+I_{BB\,s} \ne |-I_{BB\,s}|$, и передаточная характеристика $I_C(\pm I_{BB})$ СМ является несимметричной;

8- конструкция СМ должна обеспечить отсутствие биполярного транзисторного эффекта, который является основой работы БТ, а для СМ – паразитным эффектом. Поэтому для конструкции СМ должны выполняться условия: $W_B > L_B$ – диффузионная длина ННЗ в базовой области СМ и которая должна быть изготовлена из широкодонного полупроводника с $\Delta E_{g\,BB} > \Delta E_{g\,E,\,K}$ – узкозонные области эмиттера и коллектора.

Глава 4

НОВЫЕ ПРЕДЛОЖЕНИЯ И РАЗРАБОТКИ В ОБЛАСТЯХ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ И АВТОМАТИКИ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ СМ

Настоящая глава посвящена обобщению результатов исследований с целью создания новых устройств вычислительной техники и автоматики с применением в качестве активных ПП новый прибор – смыкистор (СМ), в котором в качестве работающего физического принципа использован эффект смыкания ОПЗ двух рядом расположенных p-n переходов и при этом используется его ключевые свойства при базовом токе $I_{BB} \geq I_{BB\,s}$ и $U_{CE} > 0$.

Основные результаты настоящей главы опубликованы в работах [104–116, 119–121, 123–126], а также впервые представлены в настоящей монографии.

4.1. Логические элементы на основе применения СМ

Наибольшая эффективность работы СМ достигается при полной канализации тока базы I_{BB}, т. е. при условии, что ток I_{BB} протекает только через активную часть базы, расположенную между p-n переходами эмиттера и коллектора СМ [104]. Поэтому в конструкции СМ необходимо исключить пассивные области базы, шунтирующие ток I_{BB}, что показано на рис. 56.

На рис. 56, а–в, представлены три возможные варианта конструкций выполнения СМ без шунтирующих ток I_{BB} пассивных базовых областей [105]. При этом могут быть найдены и другие варианты выполнения СМ, наиболее подходящие для конкретной технологии исполнения других элементов микросхемы. С целью исключения биполярного транзисторного эффекта в структуре СМ, структуру СМ целесообразно делать на основе применения ВП с ГП. В частности, базовая область СМ должна быть изготовлена из широкозонного полупроводника с $\Delta E_{g\ BB} > \Delta E_{g\ E,\ K}$ – узкозонные области эмиттера и коллектора.

Логический элемент “ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ” (ЛЭ-“ИИ”) на основе СМ [106] может быть построена с одной или с двумя гальванически развязанными общими шинами (ОШ) так, как это показано на рис. 57, а и б, соответственно. Для схемы на рис. 57, а, необходимо условие – полярность входных логических уровней (ЛУ) a и b должна быть обратной (запирающей) для эмиттерного p-n перехода СМ. Для схемы на рис. 57, б, полярность ЛУ a и b могут быть как положительной, так и отрицательной, но одинаковой для a и b, что достигается гальванической развязкой двух ОШ – $\perp$ и $\doteq$. Работа приведенных схем на рис. 57 поясняется их таблицами истинности для выходного ЛУ q, полярность которого задается полярностью источника питания $\pm\ \mathcal{E}$ и не зависит от полярности входных ЛУ a и b. В обеих схемах резисторы R_1 и R_2 необходимы в случае работы с источниками входных ЛУ, имеющими относительно большие выходные сопротивления $R_{вых}$, например, транзисторная логика с открытыми коллекторами БТ.

Предлагаемые ЛЭ-“ИИ” отличаются высоким быстродействием (время задержки $t_d < 1$ нс на вентиль) и простотой конструкции по сравнению с известными схемами на транзисторах. Кроме того, предлагаемые схемы имеют более широкие функциональные возможности, т. к. с изменением полярности источника питания $\pm\ \mathcal{E}$, меняется полярность выходного ЛУ – $\pm\ q$. Далее, потребление энергии от источников $\pm\ \mathcal{E}$ и $\pm\ \mathcal{E}_o$ питания происходит только при наличии одного высокого ЛУ – “1” на входе a или b, здесь и далее “1” – высокий ЛУ, а “0” – низкий ЛУ.

Многофункциональный ЛЭ [107]: “И” или “ИЛИ”, или схема с функцией “мажоритарного” элемента – является схемой с электрически управляемой логической

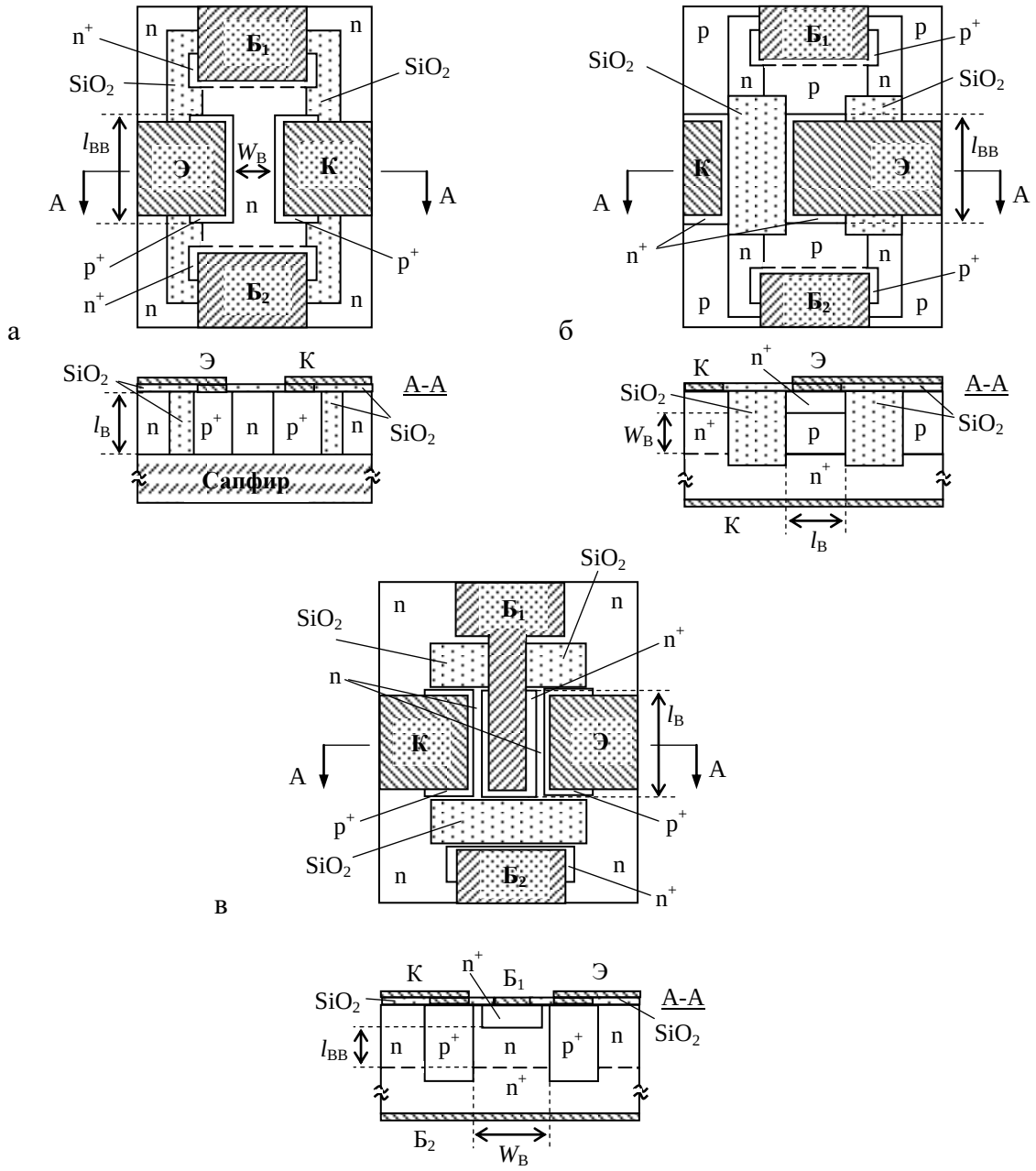


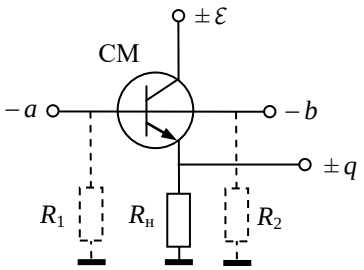
Рис. 56. Кремниевый СМ на сапфировой подложке (а), на кремниевой подложке n^+- типа с эпитаксиальным слоем на ней p- типа проводимости и с изолирующими канавками, заполненными SiO_2 (б); вертикальная конструкция на кремниевой подложке n^+- типа с эпитаксиальным слоем на ней n- типа проводимости (в), в которой изолирующие области SiO_2 погружены до подложки n^+- и больше (обозначения $W_В$, $l_{ВВ}$ и $l_В$ соответствуют этим обозначениям на рис. 38)

функцией, принципиальная схема которой представлена на рис. 58.

Особенностью схемы на рис. 58 является наличие двух гальванически развязанных ОШ – $\perp$ и $\doteq$, а также N электрически управляемых источников тока I_j, здесь $j = 1, 2,\ldots, N$.

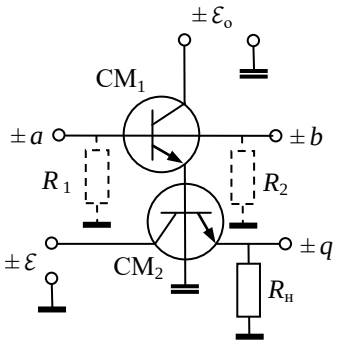
Управляемые источники I_j тока могут быть выполнены разными способами – на основе схемы операционного усилителя (ОУ) или на основе БТ или полевого транзистора (ПТ), работающих в режиме постоянного тока в коллекторе или стока. Управляемые источники I_j тока могут быть управляемы путем изменения смещения через ОШ управления $U_{упр}$ или на основе тока задающих резисторах R_j, подключенных к управляемому источнику $U_{упр}$ напряжения питания. Одинаковые токи в источниках I_j

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет



a	b	q
“0”	“0”	“0”
“1”	“0”	“1”
“0”	“1”	“1”
“1”	“1”	“0”

а



a	b	q
“0”	“0”	“0”
“1”	“0”	“1”
“0”	“1”	“1”
“1”	“1”	“0”

б

Рис. 57. Принципиальная электрическая схема ЛЭ-“ИИ” на основе одного СМ с таблицей истинности его работы (а), и на двух СМ: $СМ_1$ и $СМ_2$ с гальванически развязанными двумя общими шинами ⊥ и ⏚, и с таблицей истинности его работы (б)

устанавливается изменением напряжения $U_{упр}$. При величине напряжения $U_{упр} = U_{упр\ 1}$, в источниках I_j величина тока I устанавливается равной величине $I_1 = I_{ВВ\ s\ 0}/N$, здесь $I_{ВВ\ s\ 0}$ – ток смыкания $СМ_0$, и этим обеспечивается выполнение логической функции “И”. Для большей надежности выполнения функции “И” по всем логическим входам x_j для тока I_1 необходимо выполнить более строгое условие:

$$\Delta I_{ВВ\ s} \le I_1 \le I_{ВВ\ s\ 0}/N, \tag{124}$$

здесь $\Delta I_{ВВ\ s}$ – изменение тока $I_{ВВ\ s\ 0}$ при переключении $СМ_0$ из “закрытого” в “открытое” состояние в окрестности тока $I_{ВВ\ s\ 0}$.

С увеличением напряжения $U_{упр}$ до величины $U_{упр\ 2} > U_{упр\ 1}$, устанавливается одинаковые значения токов I_2 в источниках I_j, определяемые неравенством $I_2 > I_{ВВ\ s\ 0}$ для полного переключения $СМ_0$, и этим обеспечивается переключение схемы для выполнения логической функции “ИЛИ”.

При установлении величины напряжения $U_{упр}$ в интервале $U_{упр\ 1} < U_{упр\ 3} < U_{упр\ 2}$, величина тока I_3 в источниках I_j устанавливается равной $I_3 = 2 \cdot I_{ВВ\ s\ 0}/(N + 2)$, и этим обеспечивается переключение схемы в режим выполнения функции “*мажоритарного элемента*”. Для большей надежности выполнения этой функции по всем логическим входам x_j для тока I_3 тоже необходимо выполнить более строгое условие, а именно:

$$\Delta I_{ВВ\ s} \le I_3 \le 2 \cdot I_{ВВ\ s\ 0}/(N + 2). \tag{125}$$

Кроме уже указанных преимуществ предложенных логических схем на основе СМ, многофункциональный логический элемент (рис. 58) может работать при разных, и не обязательно одинаковых, полярностях входных ЛУ – x_j, а потребляемая энергия от источников I_j токов и источников $\mathcal{E}$ питания и $U_{упр}$ управления, соответственно, пропорциональна числу входных высоких ЛУ “1” на логических входах x_j.

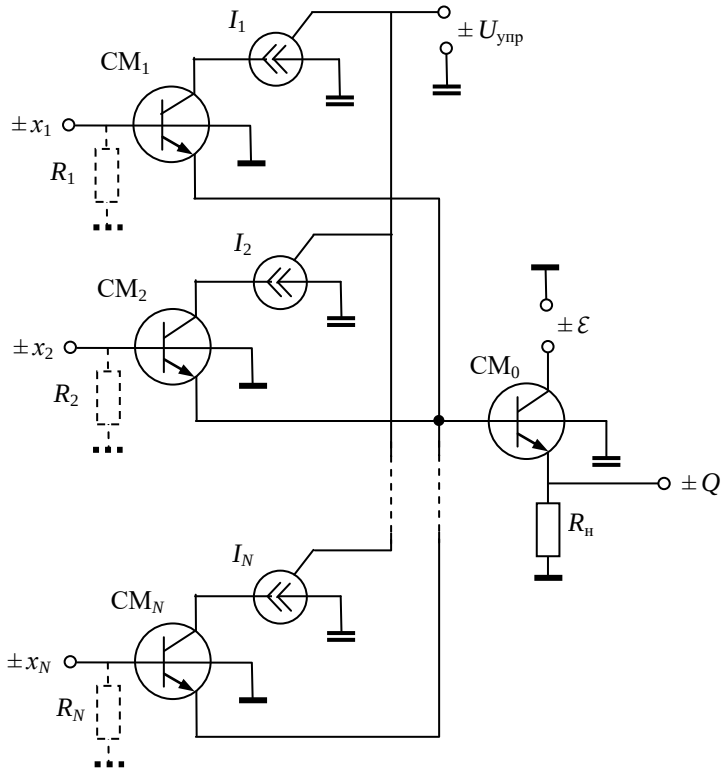


Рис. 58. Принципиальная электрическая схема многофункционального ЛЭ- “И” или “ИЛИ”, или схема с функцией “мажоритарного элемента” на основе применения СМ, таблица истинности которой определяется величиной напряжения $U_{упр}$ шины управления источников I_j тока: при $U_{упр} = U_{упр\ 1}$, имеем $Q = x_1 \cdot x_2 \cdot \ldots \cdot x_N$ – логический элемент “И”; при $U_{упр} = U_{упр\ 2} > U_{упр\ 1}$, имеем $Q = x_1 + x_2 + \ldots + x_N$ – логический элемент “ИЛИ”; при $U_{упр} = U_{упр\ 3}$ и $U_{упр\ 1} < U_{упр\ 3} < U_{упр\ 2}$, имеем $Q = (x_1 \cdot x_2 \cdot \ldots \cdot x_k) + (x_1 \cdot x_2 \cdot \ldots \cdot x_j)$ – функцию “мажоритарного элемента”, здесь: $k = 1, 2, \ldots, (1 + N/2)$; $j = 3, 4, \ldots, (1 + N/2)$ и $k \neq j$

4.2. Арифметические устройства на основе применения СМ

Полусумматор в двоичном коде на основе применения СМ [108], принципиальная электрическая схема которого показана на рис. 59, тоже является схемой с двумя гальванически развязанными ОШ – ⊥ и ⏊.

Из рис. 59 видно, что базовый ток $I_{BB\ s\ 1}$ переключения CM_1 по сравнению с базовыми токами $I_{BB\ s\ 3} = I_{BB\ s\ 4}$ переключения CM_3 и CM_4, соответственно, должен удовлетворит условие неравенства $I_{BB\ s\ 1} < I_{BB\ s\ 3,\ 4}$, и при этом необходимо выполнение дополнительного условия:

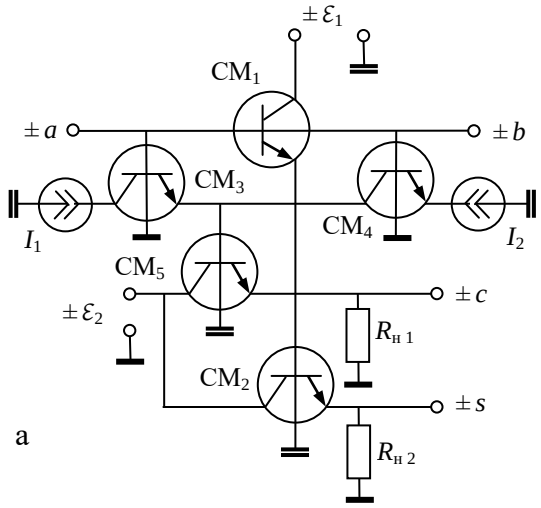
$$I_{вх} \geq I_{BB\ s\ 3,\ 4} + \Delta I_{BB\ s\ 3,\ 4}, \tag{126}$$

здесь: $I_{вх}$ – величина входного тока от источников входных ЛУ – a и b; $\Delta I_{BB\ s\ 3,\ 4}$ – изменение токов $I_{BB\ s\ 3,\ 4}$ при переключении $CM_{3,\ 4}$ из “закрытого” в “открытое” состояние в окрестности токов $I_{BB\ s\ 3,\ 4}$.

Ток $I_{BB\ s\ 5}$ переключения CM_5 должен удовлетворять условие:

$$I_o < I_{BB\ s\ 5} \leq 2 \cdot I_o, \tag{127}$$

здесь I_o – величина тока от источников токов I_1 и I_2.



а

a	*b*	*s*	*c*
“0”	“0”	“0”	“0”
“1”	“0”	“1”	“0”
“0”	“1”	“1”	“0”
“1”	“1”	“0”	“1”

б

Рис. 59. Принципиальная электрическая схема полусумматора на основе применения СМ с двумя гальванически развязанными общими шинами ⊥ и ⫫ (а) и его таблица истинности (б)

Коротко поясним принцип работы предложенного полусумматора на рис 59.

При поступлении входных ЛУ – a и b, входные токи $I_{вх}$ распределяются между токами баз $СМ_{1, 3, 4}$. Если высокий ЛУ – “1” ($|I_{вх}| > 0$) поступает только на один логический вход a или b, то входной ток $I_{вх}$ распределяется и протекает через базы $СМ_{1, 3, 4}$, а также через выходное сопротивление источника ЛУ на другом логическом входе b или a, выдающего логический “0” ($I_{вх} = 0$). При этом часть тока $I_{вх}$ протекает вдоль базы $СМ_1$ и его переключает в “открытое” состояние, а $СМ_{3, 4}$ при этом “закрыты”. От источника напряжения $\pm\ \mathcal{E}_1$ питания ток коллектора $СМ_1$ протекает вдоль базы $СМ_2$ и его переключает в “открытое” состояние, а на логическом выходе s суммы от второго источника напряжения $\pm\ \mathcal{E}_2$ питания устанавливается высокий ЛУ – “1”. При одновременном поступлении высоких ЛУ – “1” одинаковой полярности на логические входы a и b, входные токи $I_{вх}$ протекают только через базы $СМ_{3, 4}$, а в базе $СМ_1$, при условии одинаковости входных ЛУ, ток равен нулю. Поэтому $СМ_1$ “закрыт”, а $СМ_{3, 4}$ “открыты” и токи $I_о$ от источников $I_{1, 2}$ токов протекают вдоль базы $СМ_5$ в одном и том же направлении, и $СМ_5$ тоже “открывается”. При этом на логическом выходе c переноса устанавливается высокий ЛУ – “1”, а на логическом выходе s суммы – низкий ЛУ – “0”.

Кроме уже указанных преимуществ предложенных логических схем на основе СМ, положительной особенностью схемы на рис. 59 является возможность работы с низкоомными и высокоомными источниками входных ЛУ, а потребление энергии от источников напряжения $\mathcal{E}_{1, 2}$ питания и источников токов $I_{1, 2}$ происходит только при наличии высокого ЛУ – “1” на входе a или b, или на обоих входах одновременно.

Полный сумматор в двоичном коде на основе СМ [109], схема которого показана на рис. 60, соответствует варианту соединения элементов при суммировании трехразрядных ($N = 3$) двоичных чисел.

Особенностью предложенной схемы на рис. 60 тоже является наличие двух гальванически развязанных ОШ – ⊥ и ⫫. Сумматор содержит один источник постоянного напряжения $\pm\ \mathcal{E}$, N элементов $(ЛЭ\text{- “ИИ”})_N$, логические входы $a_{(0–(N\ –\ 1))}$ и $b_{(0–(N\ –\ 1))}$, которые являются логическими входами N разрядов устройства для сложения двух N- разрядных двоичных чисел, а их выходы являются соответствующими разрядами суммы $(N\ +\ 1)$ – разрядного выходного двоичного числа. Элементы $(ЛЭ\text{- “ИИ”})_N$ выполнены на $(2{\cdot}N\ –\ 1)$ СМ n-p-n или p-n-p типа, причем $(ЛЭ\text{- “ИИ”})_N$ выполнены на двух соответствующих первых $СМ_{1\ N}$ и вторых $СМ_{2\ (N\ –\ 1)}$, причем первый $(ЛЭ\text{- “ИИ”})_1$ имеет только один $СМ_{11}$ и его выводы $Б_1$ и $Б_2$ базы являются первыми разрядными входами a_0 и b_0. Базовые выводы

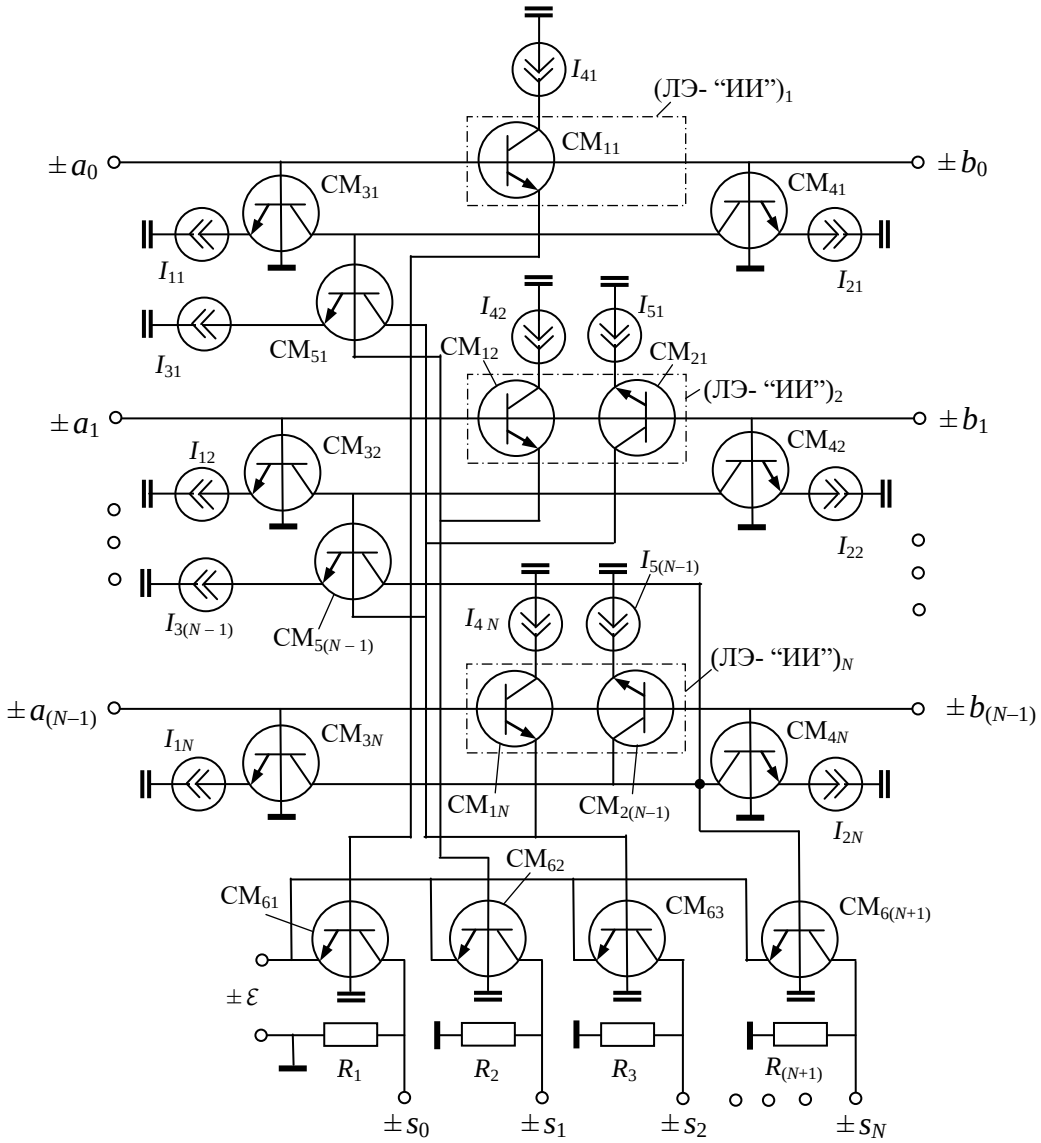


Рис. 60. Принципиальная электрическая схема полного сумматора в двоичном коде на основе применения СМ и с двумя гальванически развязанными общими шинами $\perp$ и $\doteq$

Б$_1$ и Б$_2$ второго элемента (ЛЭ- “ИИ”)$_2$ и следующих элементов (ЛЭ- “ИИ”)$_N$ являются логическими входами $a_{(N-1)}$ и $b_{(N-1)}$ следующих $(N-1)$ разрядов, причем другие выводы Б$_2$ и Б$_1$ баз соответствующих первых СМ$_{1\,N}$ и вторых СМ$_{2\,(N-1)}$ соединены между собой в парах. Устройство имеет $(4{\cdot}N)$ дополнительных СМ – СМ$_{3\,N}$, СМ$_{4\,N}$, СМ$_{5\,(N-1)}$ и СМ$_{6\,(N+1)}$ того же типа проводимости; $(5{\cdot}N-2)$ источников тока: $I_{1\,N}$, $I_{2\,N}$, $I_{3\,(N-1)}$, $I_{4\,N}$, $I_{5\,(N-1)}$; $(N+1)$ резисторов $R_{(N+1)}$ нагрузки, соединенных определенным способом с вышеупомянутыми СМ. Коллекторы группы СМ$_{6\,(N+1)}$ являются логическими выходами s_N суммы N-разрядного двоичного числа. К ОШ $\perp$ подключены вторые выводы Б$_2$ баз СМ$_{3\,N}$, СМ$_{4\,N}$, источник постоянного напряжения $\pm\,\mathcal{E}$ питания и резисторы $R_{(N+1)}$ нагрузки, а к дополнительной шине $\doteq$, гальванически развязанной от ОШ $\perp$, подключены вторые выводы всех источников $I_{1\,N}$, $I_{2\,N}$, $I_{3\,(N-1)}$, $I_{4\,N}$ и $I_{5\,(N-1)}$ токов и вторые выводы Б$_2$ баз СМ$_{6\,(N+1)}$. Предложенная структурная схема соединения $(12{\cdot}N-1)$ элементов устройства обеспечивает автоматическое осуществление операции переноса при сложении двух $(N-1)$ разрядных двоичных чисел.

Принцип работы предложенного полного сумматора на основе СМ поясним на примере сложения двух двоичных чисел $\{a_i\}$ и $\{b_i\}$, коды ЛУ которых пусть следующие:

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

$a_0 \rightarrow$ “1”, $a_1 \rightarrow$ “0”,…, $a_{(N-1)} \rightarrow$ “1” и $b_0 \rightarrow$ “1”, $b_1 \rightarrow$ “1”,…, $b_{(N-1)} \rightarrow$ “1”. Входные токи $I_{вх}$ от ЛУ – “1” в младших разрядах a_0 и b_0 протекают через базы $CM_{3\,N}$ и $CM_{4\,N}$ на ОШ – $\perp$, а суммарный ток в базе CM_{11} равен нулю и он “закрыт”. При условии $I_{вх} > I_{BB\ s\ 3} = I_{BB\ s\ 4}$ – базовые токи переключения $CM_{3\,N}$ и $CM_{4\,N}$, в проводящие состояния включаются CM_{31} и CM_{41}. Входной ток $I_{вх}$ от ЛУ – “1” в следующем разряде b_1 частично протекает через базу CM_{42} со значением базового тока $I_{BB\ 1}$, и частично – через базы CM_{21}, CM_{12}, CM_{32} и через выходное сопротивление источника ЛУ на входе a_1, со значением базовых токов $I_{BB\ 2}$, причем $I_{BB\ 1} + I_{BB\ 2} = I_{вх}$. При выполнении условии $I_{BB\ 2} > I_{BB\ s\ 1} = I_{BB\ s\ 2}$ – базовые токи переключения $CM_{1\,N}$ и $CM_{2\,(N-1)}$, обеспечивается включение CM_{12} и CM_{21} в проводящие состояния, а при условии, что токи $I_{BB\ 1,\ 2} < I_{BB\ s\ 3,\ 4}$, имеем “закрытые” состояния CM_{32} и CM_{42}. Аналогично рассмотренным ситуациям в младших разрядах a_0 и b_0, для старших разрядов $a_{(N-1)}$ и $b_{(N-1)}$ выше описанном путем $CM_{1\,N}$ и $CM_{2\,(N-1)}$ являются “закрытыми”, а $CM_{3\,N}$ и $CM_{4\,N}$ – “открытыми”. Источники $I_{4\,N}$ токов генерируют (вырабатывают) токи величиной I_o, а источники $I_{1\,N}$, $I_{2\,N}$, $I_{3\,(N-1)}$ и $I_{5\,(N-1)}$ токов генерируют токи величиной $I_o/2$. Поскольку CM_{11} “закрыт”, то тока через базу CM_{61} нет и он тоже “закрыт”. Поэтому на выходе s_0 младшего разряда выходного двоичного числа $\{s_j\}$ устанавливается ЛУ – “0” ($s_0 \rightarrow$ “0”). Токи величиной $I_o/2$ от источников I_{11} и I_{21} токов протекают через “открытые” CM_{31} и CM_{41}, соответственно, и суммируясь протекают через последовательно соединенные базы CM_{51} и CM_{62} на дополнительную шину $\perp\!\!\!\perp$. При условии $I_o > I_{BB\ s\ 5}$ – базовый ток переключения $CM_{5\ (N-1)}$, первый CM_{51} этой группы включается и ток величиной $I_o/2$ от источника I_{31} тока протекает через базу CM_{63} на дополнительную шину $\perp\!\!\!\perp$. Ток величиной I_o от источника I_{42} тока через “открытый” CM_{12} тоже протекает через базу CM_{62}, а от источника I_{51} тока через “открытый” CM_{21} тоже протекает через базу CM_{63} на дополнительную шину $\perp\!\!\!\perp$. Поскольку направления токов от источников I_{11} и I_{21} токов, с одной стороны, и источника I_{42} тока, с другой стороны, противоположны, то величина суммарного тока через базу CM_{62} равна нулю, и он “закрыт”. Поэтому на выходе s_1 следующего разряда выходного двоичного числа $\{s_j\}$ тоже устанавливается ЛУ – “0” ($s_1 \rightarrow$ “0”). Токи от источников I_{31} и I_{51}, будучи одинаковых направлений, суммируются в базе CM_{63} в величину I_o. При условии $I_o > I_{BB\ s\ 6}$ – базовый ток переключения $CM_{6\ (N+1)}$, третий CM_{63} этой группы включается и на выходе s_2 следующего разряда выходного двоичного числа $\{s_j\}$ устанавливается ЛУ – “1” ($s_2 \rightarrow$ “1”). Токи величиной $I_o/2$ от источников $I_{1\,N}$ и $I_{2\,N}$, протекая через включенные соответствующие $CM_{3\,N}$ и $CM_{4\,N}$, суммируются в базе $CM_{6\,(N+1)}$ и его “включает”. Поэтому на выходе s_N старшего разряда выходного двоичного числа $\{s_j\}$ тоже устанавливается ЛУ – “1” ($s_N \rightarrow$ “1”). Таким образом, при поступлении двоичных чисел $\{a_i\} \rightarrow 101 \Rightarrow 5$ и $\{b_i\} \rightarrow 111 \Rightarrow 7$ на соответствующие разрядные входы $a_{0,\ 1,\ldots,\ (N-1)}$ и $b_{0,\ 1,\ldots,\ (N-1)}$ устройства, на его цифровых выходах $s_{0,\ 1,\ldots,\ N}$ разрядов через определенный промежуток времени переходных процессов устанавливается выходное цифровое двоичное число суммы $\{s_j\} \rightarrow 1100 \Rightarrow 12$.

Кроме существенной простоты предложенного полного сумматора на основе СМ (рис. 60), основным полезным отличием от известных аналогичных устройств является и то, что длительность переходных процессов в предлагаемом сумматоре является минимальной, т. к. процесс формирования разрядов выходного цифрового числа суммы $\{s_j\}$ происходит одновременно и нет последовательной операции переноса. Полярность ЛУ “1” на выходах $\{s_j\}$ разрядов соответствует полярности напряжения $\pm\mathcal{E}$ источника постоянного питания и может быть установлена независимо, исходя из потребностей пользователя. Полярность источников входных токов $I_{вх}$ ЛУ на входах $a_{(0-(N-1))}$ и $b_{(0-(N-1))}$ устанавливается из условия обеспечения обратного смещения эмиттерных p-n переходов $CM_{1\,N,\ 2\,(N-1),\ 3\,N,\ 4\,N}$ при наличии в устройстве только одной ОШ. В случае применения двух гальванически развязанных шин (рис. 60), полярность источников входных токов $I_{вх}$ ЛУ может быть различной. Еще раз отметим, что по сравнению с известными полными сумматорами, предложенный полный сумматор на основе СМ отличается простотой

конструкции, т. к. имеет существенно меньше активных элементов при одинаковой разрядности суммируемых двоичных чисел.

4.3. Аналого-цифровые преобразователи на основе применения СМ

Применение СМ в качестве активного элемента позволяет существенно упростить структуру построения сверхбыстродействующих аналого-цифровых (АЦП) и цифро-аналоговых (ЦАП) преобразователей [110].

АЦП с компараторным блоком на основе применения СМ [111] и работающий в двоичном цифровом коде $\{a_k\}$ показан на рис. 61, а.

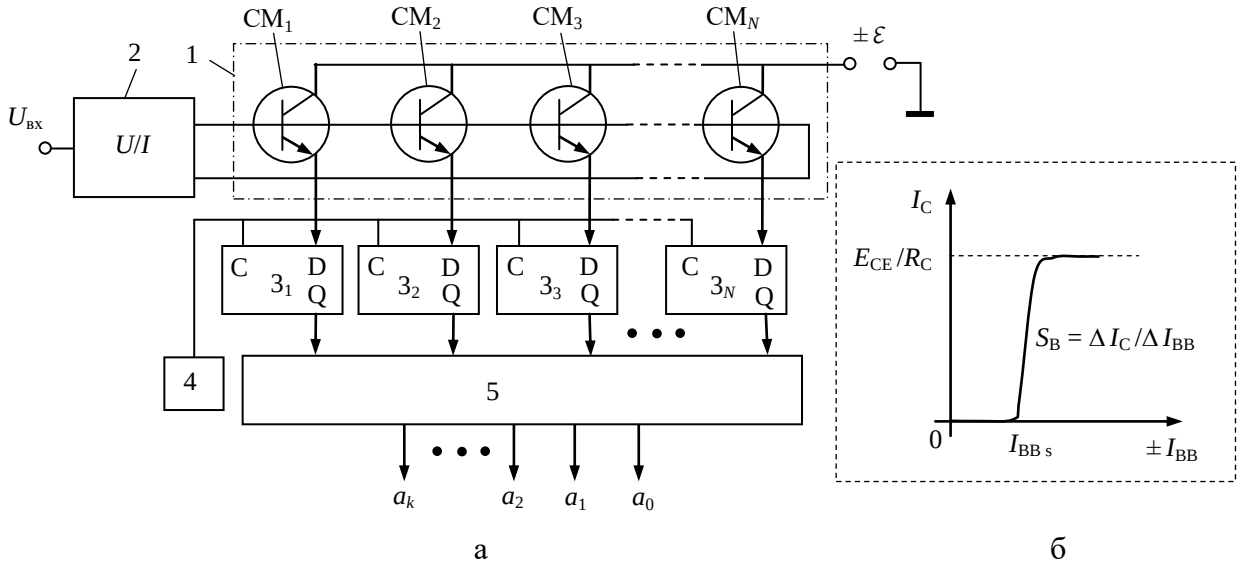


Рис. 61. Принципиальная электрическая блок-схема АЦП с компараторным блоком 1 на основе СМ (а), работающий в двоичном цифровом коде, и передаточная характеристика I_C (I_{BB}) применяемых СМ (б), здесь цифрами обозначено: 1 – блок N компараторов на $CM_{(1–N)}$; 2 – преобразователь входного аналогового напряжения $u_{вх}$ (t) в выходной ток i_{BB} (t); $3_{(1–N)}$ – элементы памяти, например на N D- триггерах; 4 – генератор тактовых импульсов; 5 – приоритетный шифратор

Возможность применения СМ в качестве компараторного ключа в схеме АЦП обусловлена особенностью его передаточной характеристики I_C (I_{BB}), в которой имеется крутой участок нарастания тока коллектора I_C, а тем самым и тока эмиттера $I_E \cong I_C$, в окрестности базового тока смыкания $I_{BB\ s}$ (рис. 61, б). Крутизна $S_B = \Delta I_C/\Delta I_{BB}$ нарастающего участка ΔI_C у исследованных СМ достигает сотни и более (рис. 45, а), что обеспечивает хорошие компараторные свойства СМ.

Предложенный АЦП (рис. 61, а) содержит блок 1 из N компараторов, выполненных на $CM_{(1–N)}$, базы которых соединены в последовательную цепь, которая подключена к выходу преобразователя входного аналогового напряжения $u_{вх}$ (t) в выходной ток i_{BB} (t). Эмиттеры $CM_{(1–N)}$ соединены с соответствующими входами D записи элементов $3_{(1–N)}$ памяти, например D- триггеры, выходы Q которых соединены с соответствующими входами приоритетного шифратора 5, выходы $a_{0–k}$ которого являются цифровым выходом устройства, причем $N = 2^k$. Управляющие входы C элементов $3_{(1–N)}$ памяти объединены и подключены к выходу генератора 4 тактовых импульсов АЦП.

В других вариантах выполнения блока 1 компараторов АЦП, показанных на рис. 62, при использовании одинаковых $CM_{(1–N)}$, дополнительно введены различные источники напряжения $\mathcal{E}_{(1–N)}$ (рис. 62, а), или $(N - 1)$ различных тока-задающих резисторов $R_{(1–(N–1))}$

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

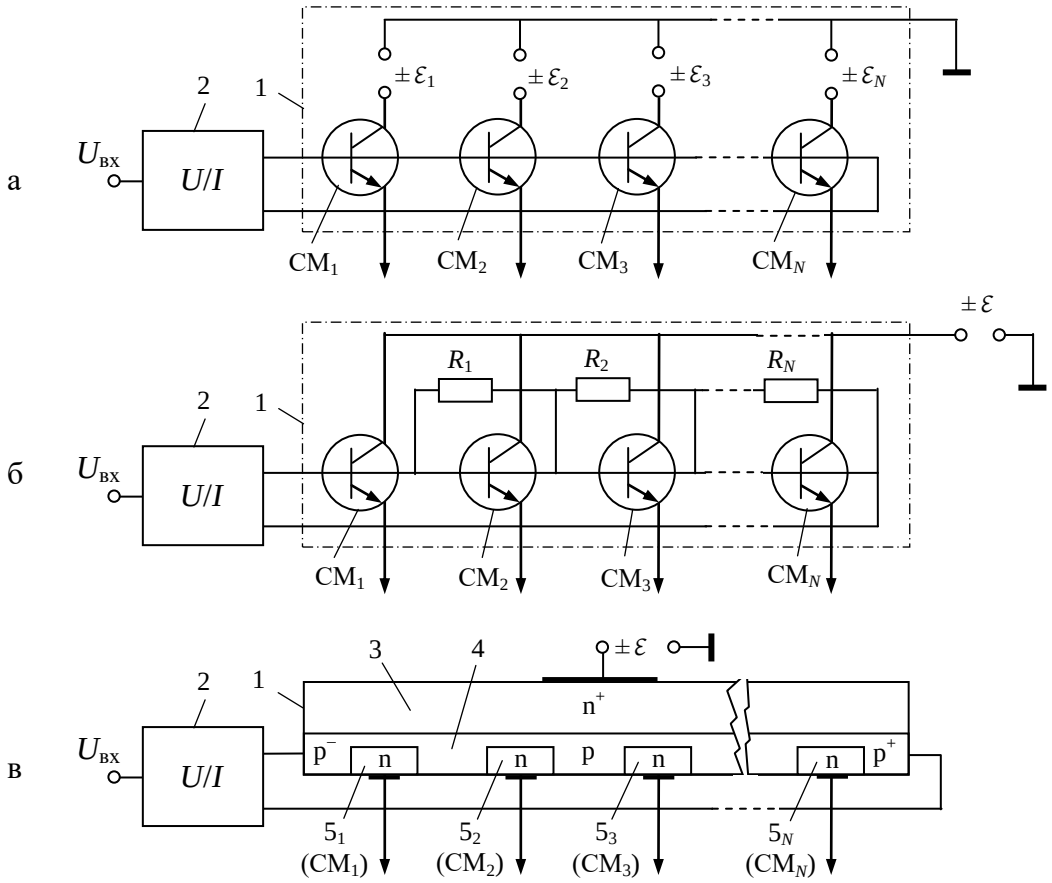


Рис. 62. Принципиальные электрические блок-схемы вариантов выполнения блока компараторов АЦП: а – на одинаковых $CM_{(1–N)}$ и различных источниках напряжения $\mathcal{E}_{(1–N)}$; б – на одинаковых $CM_{(1–N)}$ и различных шунтирующих резисторах $R_{(1–(N-1))}$; в – интегральный вариант выполнения структур $CM_{(1–N)}$

(рис. 62, б), а на рис. 62, в, показан вариант интегрального выполнения блока 1 компараторов из N СМ, в виде монолитной интегральной структуры.

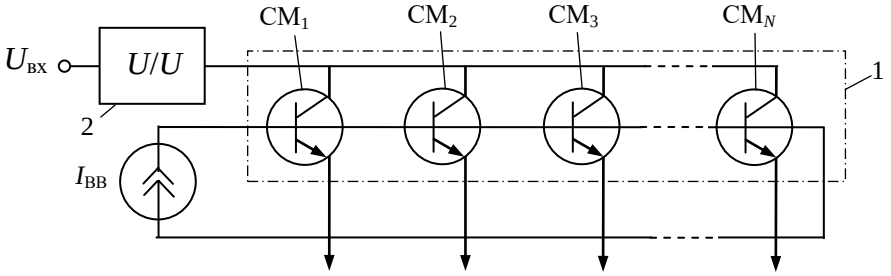
Предложенный АЦП с применением СМ (рис. 61, а) работает следующим образом.

При поступлении на вход $U_{вх}$ преобразователя 2 преобразуемого входного напряжения $u_{вх}$ (t), это напряжение преобразуется в пропорциональный выходной ток $i_{вых}(t) = i_{ВВ}(t)$, который протекает вдоль баз различных $CM_{(1–N)}$. В схеме АЦП на рис. 61, а, токи $I_{ВВ\,s\,(1–N)}$ переключения соответствующих $CM_{(1–N)}$ выбраны из необходимого условия: $I_{ВВ\,s\,1} < I_{ВВ\,s\,2} < \ldots < I_{ВВ\,s\,N}$. При этом, с увеличением тока $i_{ВВ}(t)$ происходит последовательное (поочередное) переключение $CM_{(1–N)}$ в проводящее состояние и напряжение $\mathcal{E}$ от источника питания поступает на входы D записи элементов $3_{(1–N)}$ памяти, с выходов Q которых эти сигналы поступают на входы приоритетного шифратора 5, с помощью которого моментное значение входного напряжения $u_{вх}$ (t) преобразуется в соответствующий двоичный код $\{a_k\}$, выдаваемый с частотой тактовых импульсов генератора 4. В вариантах АЦП на рис. 62, а и б, поочередное переключение одинаковых $CM_{(1–N)}$ достигается путем установления различных напряжений $\mathcal{E}_{(1–N)}$ источников питания или различных шунтирующих резисторов $R_{(1–(N-1))}$. В интегральном варианте (рис. 62, в) выполнения блока 1 компараторов, структуры различных $CM_{(1–N)}$ выполнены с общим коллектором 3, например n^+- типа, с общей областью 4 базы p- типа и N отдельных одинаковых областей $5_{(1–N)}$ эмиттеров n- типа. Поочередное переключение структур $CM_{(1–N)}$ достигается путем выполнения базовой области 4 с продольным градиентом $\partial N_a / \partial x$ концентрации N_a легирующей примеси, например, с возрастающим эго значением

от p^- - в первой структуре $СМ_1$ до p^+- в последней структуре $СМ_N$.

Кроме возможности управления $СМ_{(1–N)}$ в блоке N компараторов через их базы, есть и другая возможность их переключения, а именно напряжением U_{CE} на коллекторах, при заданном постоянном значении тока базы I_{BB} = const (91). Из (91) видно, что при $I_{BB} < I_{BB\,s}$, с увеличением U_{CE} до величины $U_{CE\,s}$, значение тока I_{BB} становится равной $I_{BB\,s}$ и СМ включается в проводящее состояние. Величина $U_{CE\,s}$ при $I_{BB} = 0$ определяется выражением (97) и, с увеличением $I_{BB} > 0$, значения $U_{CE\,s}$ уменьшаются. Такие варианты выполнения компараторов АЦП с подачей на вход $U_{вх}$ входного сигнала $u_{вх}(t)$ напряжения на объединенные коллекторы $СМ_{(1–N)}$ в блоке N компараторов показаны на рис. 63.

а



б

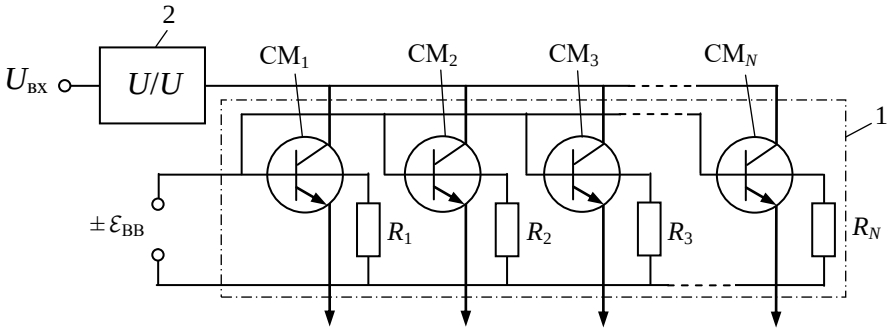


Рис. 63. Принципиальные электрические блок-схемы вариантов выполнения компараторов 1 АЦП на основе СМ, при подаче на вход $U_{вх}$ входного сигнала $u_{вх}(t)$ напряжения на объединенные коллекторы $СМ_{(1–N)}$ в блоке N компараторов 1: а – вариант с различными $СМ_{(1–N)}$ – с разными значениями напряжений $U_{CE\,s\,(1–N)}$ переключения и при одинаковой величине тока в базах $I_{BB} < I_{BB\,s\,(1–N)}$ от источника I_{BB} тока; б – с одинаковыми $СМ_{(1–N)}$ и при различных токах $I_{BB\,(1–N)} < I_{BB\,s}$, задаваемых с резисторами $R_{(1–N)}$ различной величины, подключенными к источнику постоянного напряжения $\pm\mathcal{E}_{BB}$, здесь 2 – преобразователь, выполняющий функцию напряжение-напряжение

Из рис. 63, а, видно, что компаратор 1 выполнен с различными $СМ_{(1–N)}$, имеющими разные значения напряжений $U_{CE\,s}$ переключения, при одинаковой величине тока $I_{BB} < I_{BB\,s\,(1–N)}$ в их базах, задаваемый от источника I_{BB} тока. На рис. 63, б, показан вариант компаратора 1 с одинаковыми $СМ_{(1–N)}$, при различных токах $I_{BB\,(1–N)} < I_{BB\,s}$ в их базах, задаваемых при помощи тока-задающих резисторов $R_{(1–N)}$ с различной величиной сопротивления, подключенными к источнику постоянного напряжения $\pm\mathcal{E}_{BB}$, причем, с целью обеспечения постоянного входного сопротивления таких АЦП, входной сигнал $u_{вх}(t)$ на вход $U_{вх}$ подается через преобразователь 2, выполняющий функцию напряжение-напряжение.

По сравнению с известными схемами АЦП, предложенные АЦП с применением СМ (рис. 61–63) имеют более простую конструкцию, за счет уменьшения в два и более раз аппаратурных затрат при построении блока компараторов, и по крайней мере сохраняет быстродействие, которое в основном определяется быстродействием применяемых

элементов памяти и шифратора. Однако предложенные АЦП (рис. 61–63) еще сохраняют сложность устройства, из-за необходимости применения большого числа элементов памяти и сложного, с большим числом элементов, приоритетного шифратора, который в ряде случаев является основным препятствием для повышения быстродействия АЦП.

АЦП без блока приоритетного шифратора и с применением СМ показан на рис. 64.

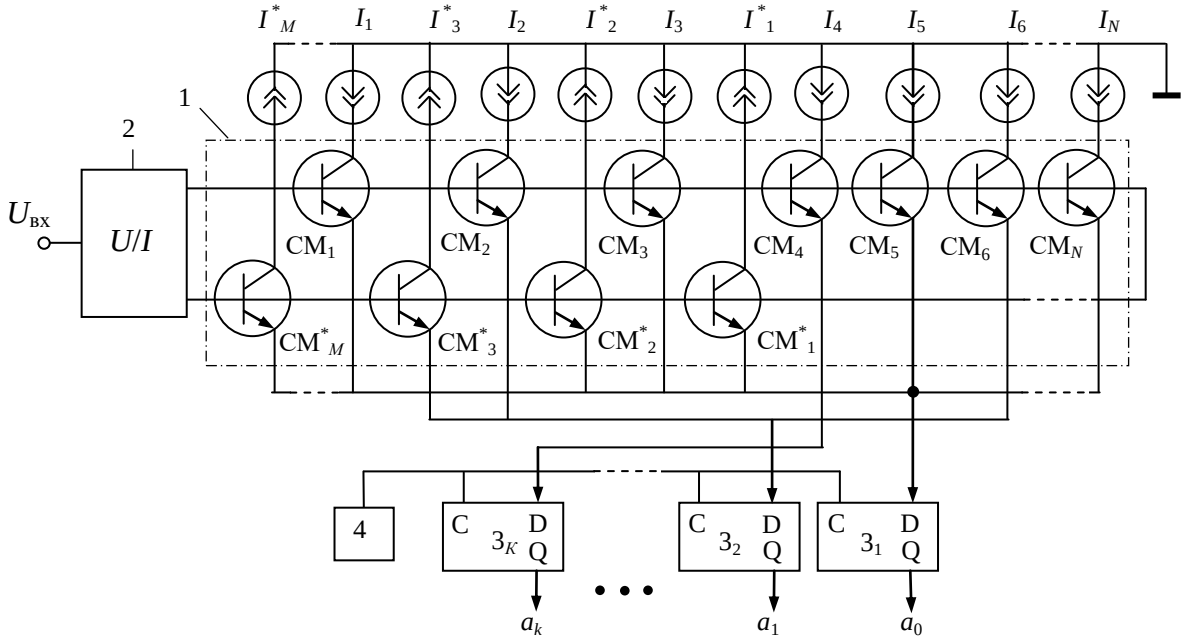


Рис. 64. Принципиальная электрическая блок-схема АЦП с применением СМ и без блока приоритетного шифратора, работающего в двоичном цифровом коде $\{a_k\}$, здесь цифрами обозначено: 1 – блок компараторов, выполненный на N основных $CM_{(1–N)}$ и на M дополнительных $CM^*_{(1–M)}$; 2 – преобразователь входного сигнала $u_{вх}(t)$ в выходной ток $i_{вых}(t)$; 3 – элементы памяти, например на D- триггерах; 4 – генератор тактовых импульсов

Из рис. 64 видно, что предложенный АЦП с применением СМ работает в двоичном цифровом коде $\{a_k\}$ и имеет существенно меньшее число элементов памяти 3, причем принципиальная схема показана для степени разрядов $K = 3$ выходного двоичного цифрового числа $\{a_k\}$, здесь: $k = K – 1$, $K = 1, 2, 3, \ldots$ В общем случае предложенный АЦП содержит N основных $CM_{(1–N)}$ и $M = [(N – 1)/2 + (K – 2)^2]$ дополнительных $CM^*_{(1–M)}$, образующих блок компараторов 1, причем $N = 2^K – 1$. Коллекторы основных $CM_{(1–N)}$ и дополнительных $CM^*_{(1–M)}$ подключены к соответствующим основным источникам $I_{(1–N)}$ и дополнительным источникам $I^*_{(1–M)}$ опорных токов, полярность которых противоположна. Число элементов 3_K памяти равно степени K разрядов двоичного числа $\{a_k\}$, выходы которых являются выходной шиной устройства. Эмиттеры основных $CM_{(1–N)}$ с порядковым номером $n = 2^k \cdot (2 \cdot i + 1)$ объединены и соединены со входом D записи соответствующего k- ого элемента 3_k памяти, здесь $i = 0, 1, 2, \ldots, N$. Дополнительные $CM^*_{(1–M)}$ распределены на $m = (N – 1)/2$ групп, количество элементов $CM^*_{(1–m^*)}$ в которых равно частоте повторения номера группы $m^* = 2^k \cdot (j + 1)$, здесь $j = 0, 1, 2, \ldots, M$, причем дополнительные $CM^*_{m^{**}}$ в группе с порядковым номером $m^{**} = m^{***} + 1$ идентичны своими параметрами основным CM_{n^*} с порядковым номером $n^* = 2 \cdot (m^{***} + 1)$, здесь коэффициент $m^{***} = 0, 1, 2, \ldots, M$. Вход записи D элемента 3_k памяти соединен с эмиттером соответствующего дополнительного CM^*_k из соответствующих m групп с порядковыми номерами m^*.

АЦП, показанный на рис. 64, работает следующим образом.

В источниках $I_{(1–N)}$ и $I^*_{(1–M)}$ токов устанавливаются одинаковой величины и

противоположной полярности токи I_{o} и I^{*}_{o}, соответственно. Базовые токи $I_{\text{ВВ s }(1–N)}$ переключения $\text{СМ}_{(1–N)}$ устанавливаются из условия: $I_{\text{ВВ s }1} < I_{\text{ВВ s }2} < \ldots < I_{\text{ВВ s }N}$, здесь эти токи соответствуют номеру $\text{СМ}_{(1–N)}$. Базовые токи $I^{*}_{\text{ВВ s }(1–M)}$ переключения $\text{СМ}^{*}_{(1–M)}$ устанавливаются так: $I^{*}_{\text{ВВ s }1} = I_{\text{ВВ s }2}$, $I^{*}_{\text{ВВ s }2,3} = I_{\text{ВВ s }4}$, $I^{*}_{\text{ВВ s }4} = I_{\text{ВВ s }6}$, … , $I^{*}_{\text{ВВ s }m^{**}} = I_{\text{ВВ s }m^{*}}$. При поступлении на вход $U_{\text{вх}}$ АЦП преобразуемого сигнала $u_{\text{вх}}(t)$, он в преобразователе 2 – напряжение-ток преобразуется в пропорциональный ток $i_{\text{вых}}(t) = i_{\text{ВВ}}(t)$, который протекает вдоль баз $\text{СМ}_{(1–N)}$ и $\text{СМ}^{*}_{(1–M)}$. С изменением $u_{\text{вх}}(t)$ происходит последовательное переключение этих СМ и на входы D записи соответствующих элементов 3_k памяти подаются сигналы ЛУ – “1”. С переключением в проводящее состояние соответствующих основных $\text{СМ}_{(1–N)}$, на входы D записи соответствующих элементов 3_k памяти поступает ЛУ – “+1”, а с переключением соответствующих дополнительных $\text{СМ}^{*}_{(1–M)}$, на входы D записи соответствующих элементов 3_k памяти подаются сигналы ЛУ – “–1”, причем обязательным условием является равенство – |“+1”| = |“–1”|. ЛУ – “0” на соответствующих входах D записи элементов 3_k памяти получается при поступлении на них одинакового числа ЛУ обеих полярностей, а ЛУ – “1” – при поступлении на одном больше ЛУ – “+1” по отношению к числу поступивших ЛУ – “–1”. При поступлении тактового импульса от генератора 4 на входы С элементов 3_k памяти, с их выходов Q считывается двоичный код $\{a_k\}$ мгновенного значения $u_{\text{вх}}(t)$ входного сигнала на входе $U_{\text{вх}}$. При этом основное требование к применяемым элементам 3_k памяти заключается в том, чтобы их входы D записи соответствовали сопротивлению резистора, т. е. имели гальваническую связь с ОШ устройства, что необходимо для протекания постоянного тока.

Отметим, что исключение блока приоритетного шифратора из предложенного АЦП с применением СМ (рис. 64), кроме существенного упрощенья устройства, дополнительно повышает быстродействие предложенного АЦП. Далее, проведенный анализ возможных вариантов цифровых кодов работы АЦП предложенным принципом преобразования показал, что схема АЦП с применением СМ существенно упрощается при использовании цифрового кода Грея – $\{g_k\}$.

<u>АЦП без блока приоритетного шифратора</u> с применением СМ [112] и с существенно меньшим числом элементов в компараторе 1, работающий в цифровом коде $\{g_k\}$ – Грея, показан на рис. 65, при степени разрядов выходного цифрового числа $K = 3$.

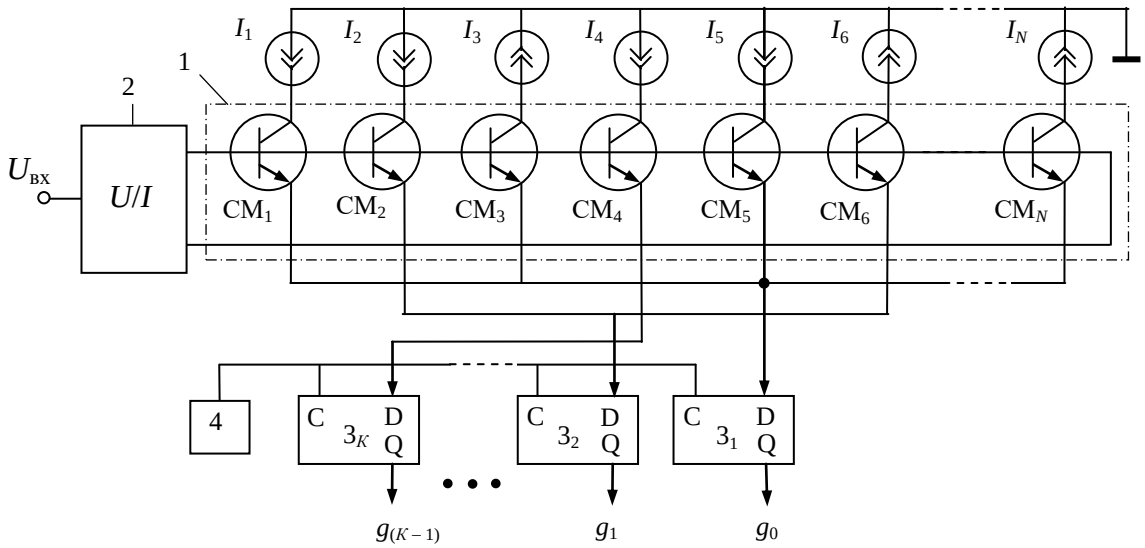


Рис. 65. Принципиальная электрическая блок-схема АЦП с применением СМ и работающий в цифровом коде $\{g_k\}$ – Грея, без блока приоритетного шифратора, здесь цифрами обозначено: 1 – блок компараторов, выполненный на $\text{СМ}_{(1–N)}$; 2 – преобразователь входного сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ на входе $U_{\text{вх}}$ в пропорциональный выходной ток $i_{\text{вых}}(t)$; 3 – элементы памяти, например на D- триггерах; 4 – генератор тактовых импульсов

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

В общем случае предложенный АЦП (рис. 65) содержит $N = 2^K - 1$ $СМ_{(1–N)}$, базы которых соединены в последовательную цепь и подключены к выходу управляемого источника 2 тока, преобразующего входной сигнал $u_{вх}(t)$, подаваемый на вход $U_{вх}$, в пропорциональный ему ток $i_{вых}(t) = i_{ВВ}(t)$, который протекает вдоль баз $СМ_{(1–N)}$. Эмиттеры $СМ_{(1–N)}$ с порядковым номером $n = 2^k \cdot (2 \cdot i + 1)$ объединены и соединены с соответствующим входом D записи k- ого элемента 3_k памяти, выход Q которого является выходной шиной АЦП k- ого разряда, здесь: $k = K - 1$; $i = 0, 1, 2, \ldots, N$. В каждой группе $СМ_{n\ (k)}$, с объединенными эмиттерами, коллектор $СМ_{n\ (k)}$ с наименьшим порядковым номером и коллектор каждого последующего $СМ_{n\ (k)}$ через один в этой группе (k) соединены с положительным полюсом соответствующих источников I_n тока, а остальные коллекторы $СМ_{n\ (k)}$ этой группы (k) соединены с отрицательным полюсом соответствующих источников I_n тока, причем другие полюсы источников $I_{(1–N)}$ тока соединены с ОШ устройства.

Предложенный АЦП в цифровом коде $\{g_k\}$ – Грея (рис. 65) работает следующим образом.

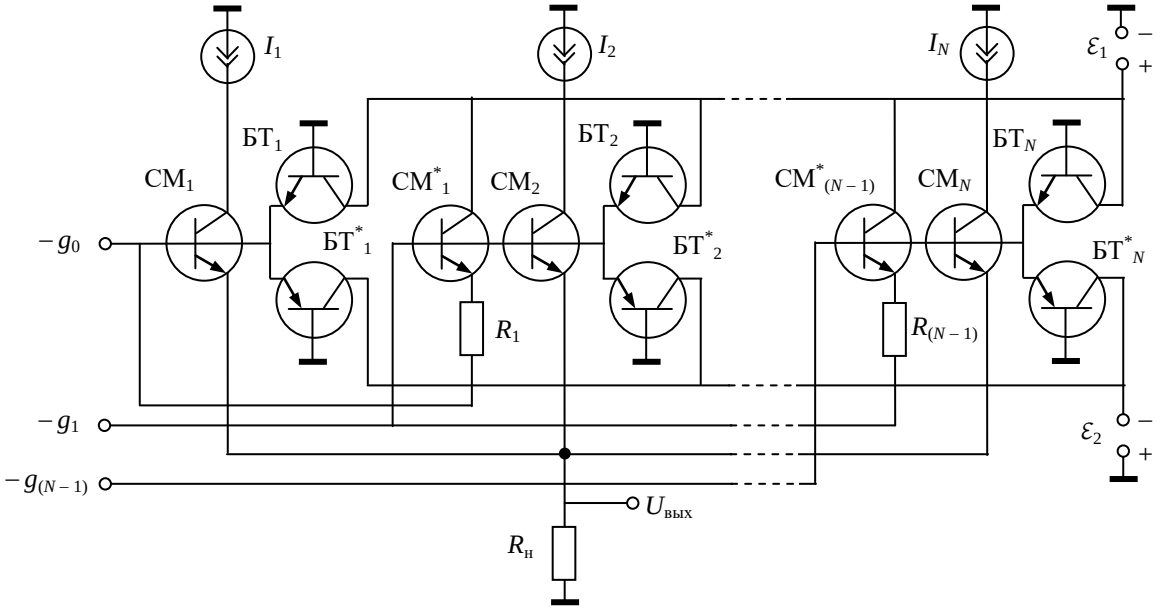
Токи переключения $I_{ВВ\ s}$ $СМ_{(1–N)}$ устанавливаются из следующих условий: $I_{ВВ\ s\ 1} < I_{ВВ\ s\ 2} < \ldots < I_{ВВ\ s\ N}$, здесь эти токи соответствуют номеру $СМ_{(1–N)}$. При поступлении на вход $U_{вх}$ АЦП преобразуемого сигнала $u_{вх}(t)$, он в блоке 2 преобразуется в пропорциональный ток $i_{вых}(t) = i_{ВВ}(t)$, который протекает вдоль баз $СМ_{(1–N)}$. С изменением $u_{вх}(t)$ происходит последовательное переключение $СМ_{(1–N)}$ и на соответствующие входы D записи соответствующих элементов 3_k памяти подаются сигналы ЛУ – “+1”, или “–1”, причем для обеспечения работоспособности предложенного АЦП необходимо выполнит условие: | “+1” | = | “–1” |. ЛУ- “0” на соответствующих входах D записи элементов 3_k памяти получается при поступлении на них одинакового числа ЛУ обеих полярностей, а ЛУ – “1” – при поступлении на одном больше ЛУ – “+1” по отношению к числу поступивших ЛУ – “–1”. При поступлении тактового импульса от генератора 4 на входы С элементов 3_k памяти с их выходов Q считывается цифровой код $\{g_k\}$ – Грея, отображающий мгновенное значение $u_{вх}(t)$ входного сигнала на входе $U_{вх}$. При этом основное требование к применяемым элементам 3_k памяти заключается в том, чтобы вход D записи соответствовал сопротивлению резистора, т. е. имел гальваническую связь с ОШ устройства, что необходимо для протекания постоянного тока.

Предложенный АЦП с применением СМ и работающий в цифровом коде $\{g_k\}$ – Грея (рис. 65), кроме уже известных преимуществ, позволяет дополнительно упростить конструкцию устройства, за счет уменьшения количества элементов в блоке компараторов 1 на величину $M = [(N - 1)/2 + (K - 2)^2]$, по сравнению со схемой на рис. 64, что существенно повышает надежность и быстродействие такого АЦП.

4.4. Цифро-аналоговые преобразователи на основе применения СМ

Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) на основе применения СМ и БТ [113], и работающий в цифровом коде $\{g_k\}$ – Грея показан на рис. 66, а.

Из рис. 66, а, видно, что в этой схеме для гальванической развязки от ОШ устройства, вторые выводы баз $СМ_{(1–N)}$ соединены с эмиттерами $БТ_{(1–N)}$ n-p-n типа и $БТ^*_{(1–N)}$ p-n-p типа проводимости. Особенностью предложенной схемы ЦАП является то, что в ее входах g_k осуществлена функция одновременного преобразования входного цифрового кода $\{g_k\}$ – Грея в двоичный цифровой код $\{d_k\}$ с последующим формированием аналогового выходного сигнала $u_{вых}(t)$ на выходе $U_{вых}$. В общем случае предложенный ЦАП содержит N основных $СМ_{(1–N)}$ и $(N - 1)$ дополнительных $СМ^*_{(1–(N-1))}$. Первые выводы баз $СМ_{(1–N)}$ соединены с соответствующими N разрядными шинами g_i источника входного цифрового кода $\{g_k\}$ – Грея, здесь $i = 0, 1, 2, \ldots, N - 1$, а их эмиттеры объединены и соединены с резистором $R_н$ нагрузки – выходом $U_{вых}$ ЦАП, причем



а

Цифровой код Грея $\{g_k\}$			Цифровой двоичный код $\{d_k\}$			Установившееся значение ЛУ на входе g $_i$			Ток от источника I_i потребляется (+), не потребляется (–)			$U_{вых}$, отн. един.
$g_{(N-1)}$	g_1	g_0	$d_{(N-1)}$	d_1	d_0	$g_{(N-1)}$	g_1	g_0	I_1	I_2	I_N	
“0”	“0”	“0”	“0”	“0”	“0”	“0”	“0”	“0”	–	–	–	0
“0”	“0”	“1”	“0”	“0”	“1”	“0”	“0”	“1”	+	–	–	1
“0”	“1”	“1”	“0”	“1”	“0”	“0”	“1”	“0”	–	+	–	2
“0”	“1”	“0”	“0”	“1”	“1”	“0”	“1”	“1”	+	+	–	3
“1”	“1”	“0”	“1”	“0”	“0”	“1”	“0”	“0”	–	–	+	4
“1”	“1”	“1”	“1”	“0”	“1”	“1”	“0”	“1”	+	–	+	5
…	…	…	…	…	…	…	…	…	…	…	…	…

б

Рис. 66. Принципиальная электрическая блок-схема ЦАП, работающего в цифровом коде $\{g_k\}$ – Грея, на основе применения СМ и разнополярных БТ (а), и таблица истинности его работы (б)

коллекторы соединены с соответствующими источниками $I_{(1–N)}$ калиброванных токов $I_{(o1–oN)}$.

Предложенный ЦАП (рис. 66, а) в цифровом коде $\{g_k\}$ – Грея работает следующим образом.

При отсутствии входного цифрового кода $\{g_k\}$ – Грея, ЛУ во всех входах g $_i$ равны ЛУ – “0” и схема энергии не потребляет, т. к. все СМ и БТ “закрыты”, и токи от источников $I_{(1–N)}$ не потребляются. При поступлении кода $\{g_k\}$ – Грея на входы g_i, например с ЛУ: $g_0 \rightarrow$ “1”, $g_1 \rightarrow$ “1”,…, $g_{(N–1)} \rightarrow$ “1”, вдоль баз СМ$_{(1–N)}$ и СМ$^*_{(1–(N\ –\ 1))}$ потечет входные токи $I_{вх\ (1–N)}$, величина которых устанавливается из условия: $I_{вх\ i} > I_{ВВ\ s}$ – токи переключения всех одинаковых СМ. В начальный момент t_o переходных процессов все СМ включаются в проводящие состояния и калибровочные токи $I_{(o1–oN)}$ от источников $I_{(1–N)}$, соответственно, протекают через резистор $R_н$ нагрузки, а токи $I^*_{(o1–o(N\ –\ 1))}$ от источника напряжения $\mathcal{E}_1$ через “открытые” СМ$^*_{(1–(N\ –\ 1))}$ и через соответствующие тока-задающие резисторы $R_{(1–(N\ –\ 1))}$ поступают на соответствующие входы g $_i$. Величину сопротивления тока-задающих резисторов $R_{(1–(N\ –\ 1))}$ устанавливают такой, чтобы токи

$I^{*}_{(o1–o(N-1))}$ равнялись соответствующей величине тока $I_{вх\,i}$. Так как направления входных токов $I_{вх\,i}$ и токов $I^{*}_{(o1–o(N-1))}$ от тока-задающих резисторов $R_{(1–(N-1))}$ противоположны, то при одновременном поступлении этих токов на входы g_i, соответствующие $СМ_i$ переключается во "выключенное" состояние: $СМ_{(N-1)}$, $СМ^{*}_{(N-2)}$ – "выключены", а $СМ_{(N-2)}$, $СМ^{*}_{(N-3)}$ – "включены" и т. д. После переходного процесса переключения соответствующих $СМ_i$, калибровочные токи $I_{(o1–oN)}$ от источников $I_{(1–N)}$ токов через соответствующие включенные $СМ_i$ поступают на резистор $R_н$ нагрузки, где они суммируются и на выходе $U_{вых}$ формируется моментное значение $u_{вых}(t)$ напряжения выходного аналогового сигнала, соответствующий мгновенному значению $u_{вх}(t)$ преобразуемого цифрового кода $\{g_k\}$ – Грея. Значения калибровочных токов $I_{(o1–oN)}$ от соответствующих источников $I_{(1–N)}$ токов устанавливаются так:

$$I_{o1} = I_o, \quad I_{o2} = 2\cdot I_o, \quad I_{o3} = 4\cdot I_o, \ldots, I_{oN} = 2^{(N-1)}\cdot I_o, \tag{128}$$

при этом моментное значение $u_{вых}(t)$ определяется выражением:

$$u_{вых}(t) = I_o\cdot R_н\cdot(g^{*}_0 + 2\cdot g^{*}_1 + 4\cdot g^{*}_2 + \ldots + 2^{(N-1)}\cdot g^{*}_{(N-1)}), \tag{129}$$

здесь: $g^{*}_i = 0$ или 1, в соответствии с установившимся значением ЛУ на соответствующем входе g_i (рис. 66, б); $i = 0, 1,\ldots, N-1$.

Из таблицы истинности на рис. 66, б, видно, что значения g^{*}_i соответствует двоичному коду $\{d_k\}$ для мгновенного значения входного двоичного кода $\{g_k\}$ – Грея.

ЦАП на основе применения СМ и БТ [114], и работающие в цифровом двоичном коде $\{d_k\}$, показаны на рис. 67.

Из рис. 67 видно, что в схеме на рис. 67, а, для гальванической развязки от ОШ устройства вторые выводы баз $СМ_{(1–N)}$ соединены с эмиттером БТ n-p-n или p-n-p типов проводимости, коллектор которого выполняет дополнительную функцию контрольного выхода $U^{*}_{вых}$. Выходной контрольный сигнал $u^{*}_{вых}(t)$ пропорционален числу ЛУ – "1" во входных шинах d_j предложенного ЦАП, здесь $j = 0, 1,\ldots, N-1$. Эмиттеры всех $СМ_{(1–N)}$ объединены и соединены с резистором $R_а$ нагрузки – выходом $U_{вых}$ ЦАП, причем коллекторы соединены с соответствующими источниками $I_{(1–N)}$ калиброванных токов $I_{(o1–oN)}$. Значения калибровочных токов $I_{(o1–oN)}$ устанавливаются из соотношений (128). При этом на выходе $U_{вых}$ аналогового сигнала моментное значение $u_{вых}(t)$ определяется из выражения следующего вида:

$$u_{вых}(t) = I_o\cdot R_н\cdot(d^{*}_0 + 2\cdot d^{*}_1 + 4\cdot d^{*}_2 + \ldots + 2^{(N-1)}\cdot d^{*}_{(N-1)}), \tag{130}$$

здесь $d^{*}_j = 0$ или 1, в соответствии с установившимся значением ЛУ на входе d_j.

При поступлении на входы d_j ЛУ – "1", через базы соответствующих $СМ_j$ протекают входные токи $I_{вх\,j}$, величина которых устанавливается из следующего условия: $I_{вх\,j} > I_{ВВ\,s\,(j)}$ – ток переключения $СМ_j$. Калибровочные токи $I_{(o1–oN)}$ от соответствующих источников $I_{(1–N)}$ токов через соответствующие $СМ_j$, находящихся во "включенном" состоянии, поступают на резистор $R_н$ нагрузки (рис. 67, а), где они суммируются и формируется выходной аналоговый сигнал $u_{вых}(t)$, соответствующий мгновенному значению преобразуемого двоичного кода $\{d_k\}$. Для обеспечения надежной работы ЦАП, полярность входных ЛУ – "1" устанавливается из условия запирающего направления для эмиттерных p-n переходов $СМ_{(1–N)}$. Поэтому тип проводимости БТ соответствует типу проводимости СМ.

С целью обеспечения возможности работы ЦАП с разными полярностями входных ЛУ – "± 1", на рис. 67, б, показан другой вариант выполнения схемы ЦАП с двумя гальванически развязанными ОШ – ⊥ и ⩫. В этой схеме для формирования выходного аналогового сигнала $u_{вых\ 1}(t)$ относительно ОШ – ⊥, дополнительно включен операционный усилитель (ОУ)- 1, который в зависимости от схемы его питания позволяет на дополнительном аналоговом выходе $U_{вых\ 1}$ формировать однополярный или двухполярный выходной сигнал $u_{вых\ 1}(t)$. Кроме того, на контрольном выходе $U^{*}_{вых}$

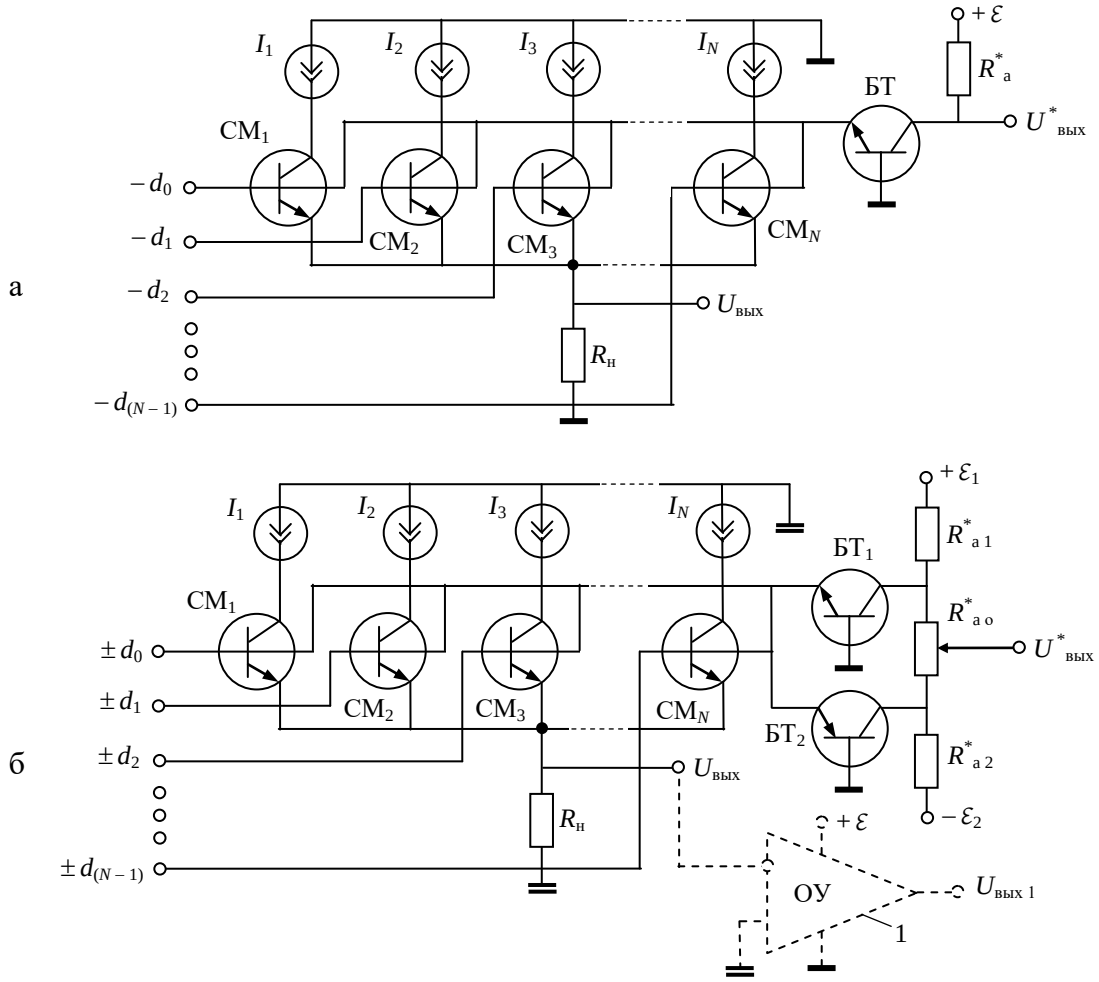


Рис. 67. Принципиальная электрическая схема ЦАП, работающего в цифровом двоичном коде $\{d_k\}$, на основе применения СМ и БТ (а) и другой вариант выполнения схемы ЦАП с двумя гальванически развязанными общими шинами $\perp$ и $\doteq$ (б), здесь цифрой 1 обозначен ОУ – дополнительный аналоговый выход $U_{\text{вых}\,1}$ ЦАП

полярность контрольного выходного сигнала $u^*_{\text{вых}}$ показывает полярность входных ЛУ – "$\pm$ 1" и этим обеспечивается более высокие функциональные возможности предложенного ЦАП.

ЦАП на основе применения СМ и БТ [114], работающий в цифровом двоичном коде $\{d_k\}$ и с возможностью сквозной передачи преобразуемого входного цифрового двоичного числа $\{d_k\}$, показан на рис. 68, а. В этой схеме, для гальванической развязки от ОШ устройства, вторые выводы баз СМ$_{(1–N)}$ соединены с соответствующими эмиттерами БТ$_{(1–N)}$, коллекторы которых выполняет дополнительную функцию – контрольного цифрового выхода d^*_k входного двоичного числа $\{d_k\}$. Другой вариант выполнения схемы ЦАП, работающего с разными полярностями входных ЛУ – "$\pm$ 1", показан на рис. 68, б, где тоже использован принцип применения двух гальванически развязанных ОШ – $\perp$ и $\doteq$.

Принцип работы этих схем на рис. 68, а и б, тот же, что и показанных на рис. 67.

ЦАП, работающий в цифровом коде $\{g_k\}$ – Грея [114], на основе применения СМ и разнополярных БТ, показанный на рис. 66, а, тоже может быть построен с двумя гальванически развязанными ОШ – $\perp$ и $\doteq$, аналогично схеме ЦАП, работающей в цифровом двоичном коде $\{d_k\}$, показанной на рис. 68, б. Для этого вторые полюсы источников $I_{(1–N)}$ калибровочных токов $I_{(\text{о}1–\text{о}N)}$ (рис. 66, а) и резистор $R_{\text{н}}$ нагрузки подключаются ко второй дополнительно введенной гальванически развязанной общей

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

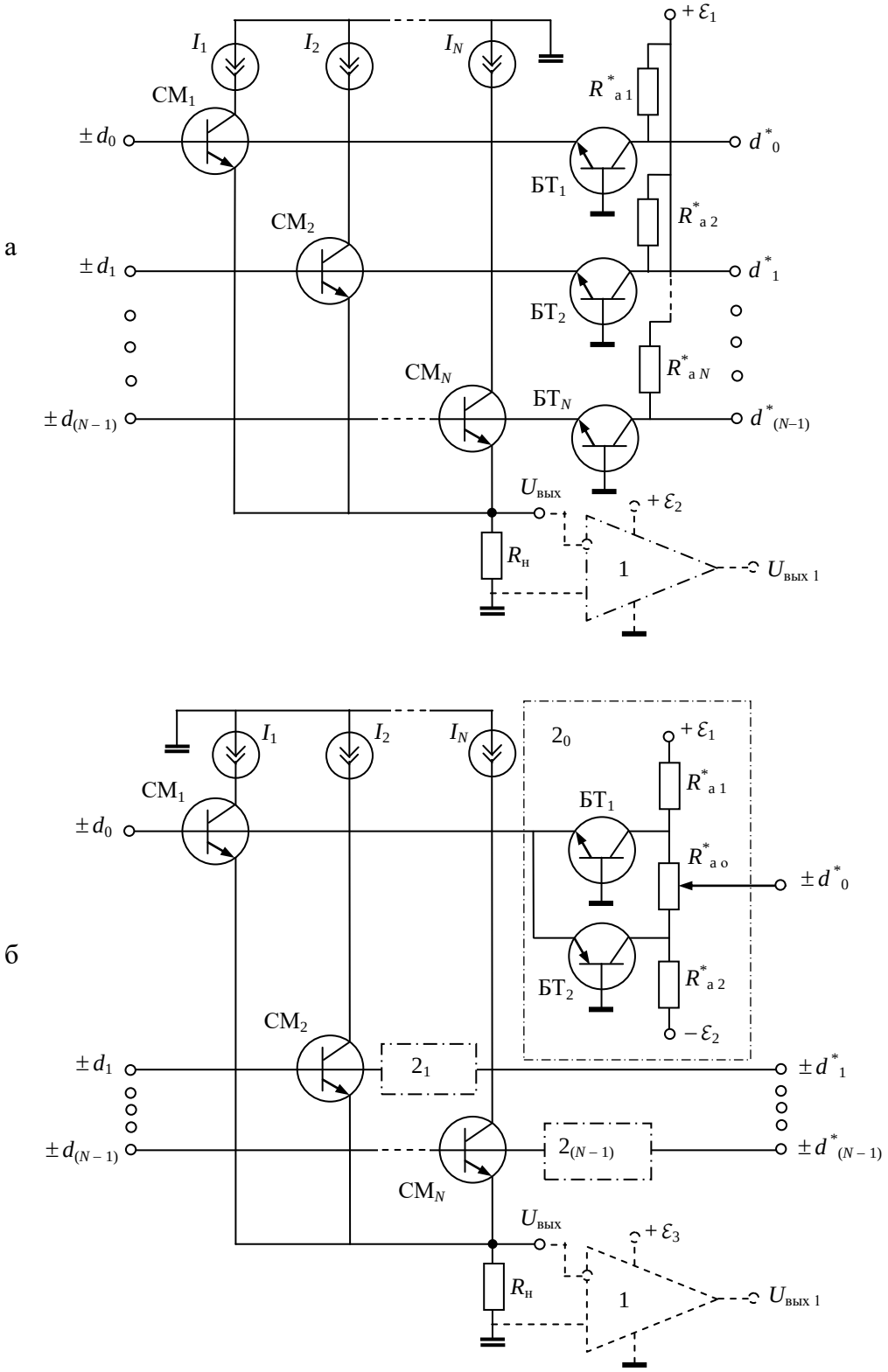


Рис. 68. Принципиальная электрическая схема ЦАП, работающего в цифровом двоичном коде $\{d_k\}$, на основе применения СМ и БТ, и с возможностью сквозной передачи входного цифрового двоичного числа (а) и другой вариант выполнения схемы ЦАП, работающего с разными полярностями входных ЛУ- "± 1", здесь: 1 – ОУ; 2_k – блок сквозного выхода на БТ

шины $\perp$, а аналоговый сигнал $u_{\text{вых}}(t)$ на выходе $U_{\text{вых}}$ формируется при помощи дополнительно подключенного к резистору $R_{\text{н}}$ нагрузки ОУ, аналогично ЦАП, показанному на рис. 67, б.

ЦАП на основе применения СМ [114] и работающий в цифровом двоичном коде $\{d_k\}$ от разных полярностей входных ЛУ- "± 1", показан на рис. 69, где тоже использован принцип применения двух гальванически развязанных ОШ – $\perp$ и $\doteq$, и в нем нет БТ, что существенно упрощает схему предложенного устройства.

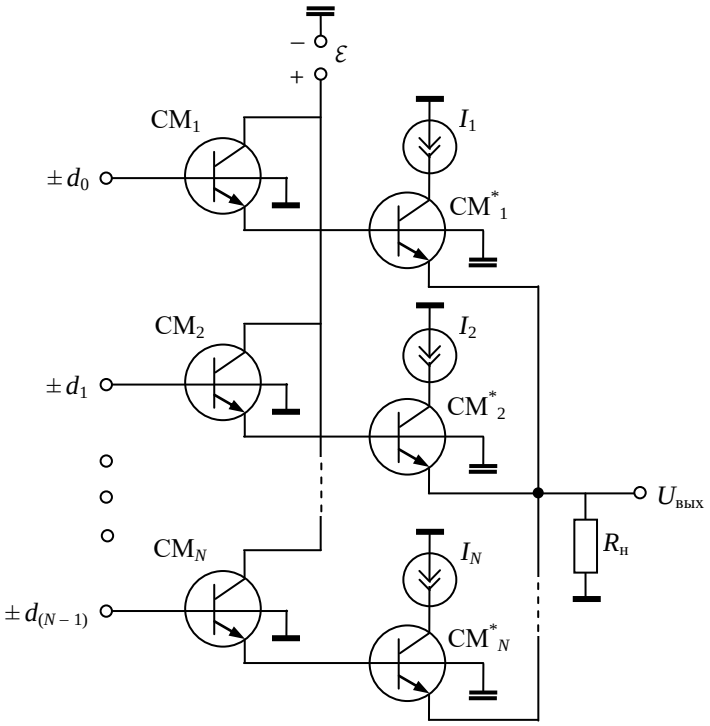


Рис. 69. Принципиальная электрическая схема ЦАП на основе применения СМ и двух гальванически развязанных общих шин $\perp$ и $\doteq$, работающий в цифровом двоичном коде $\{d_k\}$ от разных полярностей входных ЛУ- "± 1"

Из рис. 69 видно, что предложенный ЦАП содержит N входных $\text{СМ}_{1–N}$ и N выходных $\text{СМ}^*_{(1–N)}$. Коллекторы $\text{СМ}_{(1–N)}$ объединены и соединены с источником напряжения $\mathcal{E}$ питания, второй полюс которого соединен с второй ОШ – $\doteq$, а их эмиттеры соединены с соответствующими первыми выводами баз $\text{СМ}^*_{(1–N)}$, вторые выводы баз которых тоже соединены со второй ОШ – $\doteq$. Коллекторы $\text{СМ}^*_{(1–N)}$ подключены к первым полюсам соответствующих источников $I_{(1–N)}$ калибровочных токов $I_{(\text{о}1–\text{о}N)}$, вторые полюсы которых соединены с первой ОШ – $\perp$, а их эмиттеры объединены и соединены с резистором $R_\text{н}$ нагрузки – аналоговым выходом $U_\text{вых}$ ЦАП. Первые выводы баз $\text{СМ}_{(1–N)}$ являются разрядными входами d_i двоичного числа $\{d_k\}$, вторые выводы баз которых соединены с первой ОШ – $\perp$, здесь $i = 0, 1,\ldots, (N – 1)$.

ЦАП, показанный на рис. 69, работает следующим образом.

При отсутствии входного цифрового двоичного числа $\{d_k\}$, схема энергии не потребляет. При поступлении входного ЛУ – "± 1" любой полярности на входы d_i, через соответствующие базы $\text{СМ}_{(1–N)}$ потечет входной ток $I_{\text{вх}\ (i\ +\ 1)}$, величина которого устанавливается из следующего условия: $I_{\text{вх}\ (i\ +\ 1)} > I_{\text{ВВ s}\ (i\ +\ 1)}$ – ток переключения $\text{СМ}_{(1–N)}$. Через $\text{СМ}_{(i\ +\ 1)}$, находящихся в состоянии "включено", и базы соответствующих $\text{СМ}^*_{(i\ +\ 1)}$ от источника напряжения $\mathcal{E}$ питания потечет выходные токи $I_{\text{вых}\ (i\ +\ 1)}$, величина которого устанавливается из условия: $I_{\text{вых}\ (i\ +\ 1)} > I^*_{\text{ВВ s}\ (i\ +\ 1)}$ – ток переключения $\text{СМ}^*_{(i\ +\ 1)}$, причем токи $I_{\text{ВВ s}\ (i\ +\ 1)}$ и $I^*_{\text{ВВ s}\ (i\ +\ 1)}$ могут быть одинаковыми. От источников $I_{(1–N)}$ калибровочных токов $I_{(\text{о}1–\text{о}N)}$ через находящихся в состоянии "включено" $\text{СМ}^*_{(i\ +\ 1)}$ потечет соответствующие калибровочные токи $I_{\text{о}\ (i\ +\ 1)}$, которые потекут через резистор $R_\text{н}$ нагрузки и их сумма на выходе $U_\text{вых}$ ЦАП сформирует моментное значение $u_\text{вых}\ (t)$ выходного аналогового сигнала, пропорциональное моментному цифровому значению $\{d_k\}$.

ЦАП на основе применения СМ [114], работающий в цифровом коде $\{g_k\}$ – Грея от разных полярностей входных ЛУ- "± 1", показан на рис. 70.

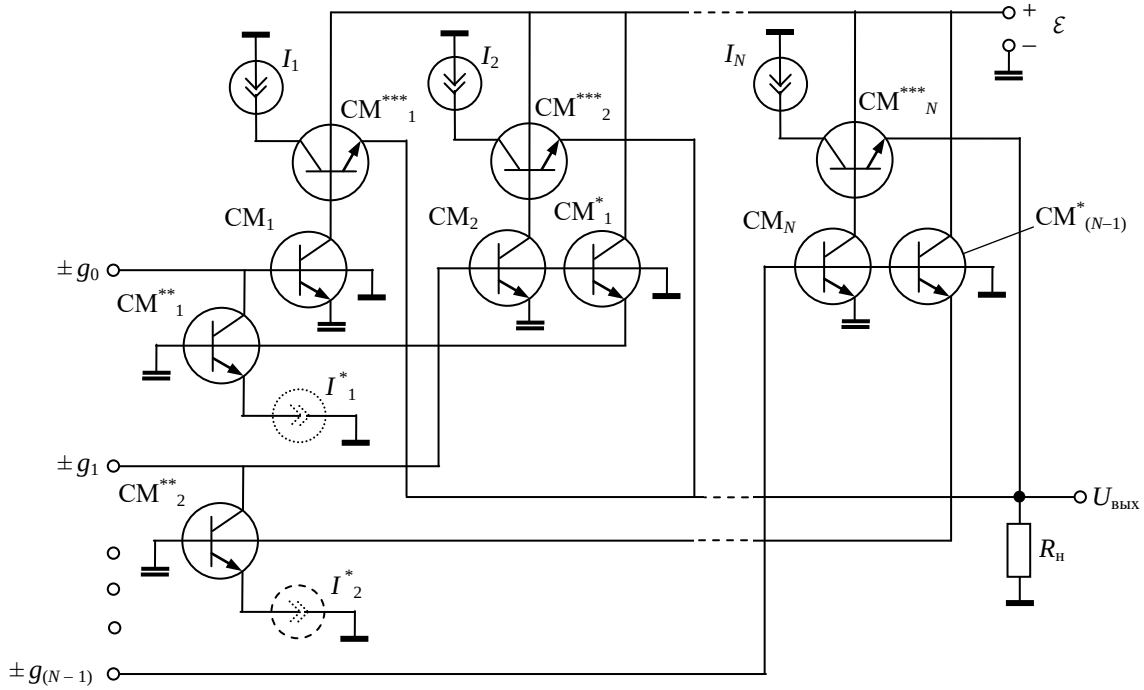


Рис. 70. Принципиальная электрическая схема ЦАП на основе применения СМ без БТ и с двумя гальванически развязанными общими шинами ⊥ и ⏥, работающий в цифровом коде $\{g_k\}$ – Грея от различных полярностей входных ЛУ- "± 1"

Из рис. 70 видно, что в этой схеме тоже использован принцип применения двух гальванически развязанных ОШ – ⊥ и ⏥, и в нем нет БТ, что существенно упрощает схему предложенного устройства.

На рис. 70 показанная схема содержит N $СМ_{(1–N)}$ первой группы, $(N-1)$ $СМ^*_{(1–(N-1))}$ второй группы, $(N-1)$ $СМ^{**}_{(1–(N-1))}$ третьей группы и N $СМ^{***}_{(1–N)}$ четвертой группы. Первые выводы баз $СМ_{(1–N)}$ являются разрядными входами g_i цифрового числа $\{g_k\}$ – Грея, здесь $i = 0, 1, \ldots, (N-1)$. Вторые выводы баз $СМ_{(1–N)}$, здесь первого $СМ_1$ непосредственно, а остальных через базы соответствующих $СМ^*_{1–(N-1)}$, соединены с первой ОШ – ⊥. Коллекторы $СМ_{(1–N)}$ через базы соответствующих $СМ^{***}_{(1–N)}$ соединены с источником напряжения $\mathcal{E}$ питания, второй полюс которого соединен с гальванически развязанной второй ОШ – ⏥, а эмиттеры $СМ^{***}_{(1–N)}$ объединены и соединены с резистором $R_н$ нагрузки – аналоговым выходом $U_{вых}$ ЦАП. Коллекторы $СМ^{***}_{(1–N)}$ соединены с соответствующими источниками $I_{(1–N)}$ калибровочных токов $I_{(o1–oN)}$, вторые полюсы которых соединены с первой ОШ – ⊥. Коллекторы $СМ^{**}_{(1–(N-1))}$ соединены с соответствующими первыми выводами баз $СМ_{(1–(N-1))}$, а эмиттеры $СМ^{**}_{(1–(N-1))}$ соединены с соответствующими источниками $I^*_{(1–(N-1))}$ токов, вторые полюсы которых соединены с первой ОШ – ⊥.

Предложенный ЦАП в цифровом коде Грея (рис. 70) работает следующим образом.

При отсутствии входного цифрового числа $\{g_k\}$ – Грея схема энергии не потребляет. При поступлении на входы g_i входного ЛУ- "± 1" разной полярности, через соответствующие базы $СМ_{(1–N)}$ и $СМ^*_{(1–(N-1))}$ потечет входной ток $I_{вх\,i}$, величина которого устанавливается из условия: $I_{вх\,i} > I_{ВВ\,s} = I^*_{ВВ\,s}$ – токи переключения $СМ_{(1–N)}$ и $СМ^*_{(1–(N-1))}$, соответственно. При поступлении входного цифрового числа $\{g_k\}$– Грея, например: g_0 = "1", g_1 = "1",…, $g_{(N-1)}$ = "1", вдоль баз $СМ_{(1–N)}$ и $СМ^*_{(1–(N-1))}$ потекут входные токи $I_{вх}$,

которые переключают эти СМ и СМ* во “включенные” состояния. При этом от источника напряжения $\mathcal{E}$ питания через базы соответствующих СМ$^{**}_{(1–(N\,–\,1))}$ и СМ$^{***}_{(1–N)}$ потекут, например, одинаковые токи I ** = I ***, соответственно, величина которых устанавливается из условия – I **,*** > $I^{**}_{\text{ВВ s}} = I^{***}_{\text{ВВ s}}$ – токи переключения СМ$^{**}_{(1–(N\,–\,1))}$ и СМ$^{***}_{(1–N)}$, соответственно, причем желательно выполнение дополнительного условия: $I_{\text{ВВ s}} = I^{*}_{\text{ВВ s}} = I^{**}_{\text{ВВ s}} = I^{***}_{\text{ВВ s}}$ и $I_{\text{вх}} = I^{**} = I^{***}$. Соответствующие СМ$^{**}_{(1–(N\,–\,1))}$ и СМ$^{***}_{(1–N)}$ тоже переключаются во “включенные” состояния и от соответствующих источников $I^{*}_{(1–(N\,–\,1))}$ и $I_{(1–N)}$ токов потекут соответствующие токи I^{*}_{o} и калибровочные токи $I_{(\text{o}1–\text{o}N)}$. Полярность включения источников $I^{*}_{(1–(N\,–\,1))}$ тока устанавливается такой, чтобы величина тока $I^{*}_{\text{o}} = -I_{\text{вх}}$, и поэтому СМ$_{(N\,–\,1)}$ и СМ$^{*}_{(N\,–\,2)}$ “выключаются”, а СМ$_{(N\,–\,2)}$ и СМ$^{*}_{(N\,–\,3)}$ остаются “включенными”, и т. д. Здесь отметим, что “выключение” СМ$_{(1–N)}$ и соответствующих СМ$^{*}_{(1–(N\,–\,1))}$ может быть реализовано и бес источников $I^{*}_{(1–(N\,–\,1))}$ токов, а именно путем шунтирования соответствующих входов g_i относительно малым сопротивлением коллектор-эмиттер “открытых” СМ$^{**}_{(1–(N\,–\,1))}$, что существенно упрощает схему ЦАП. Далее отметим, что СМ$_1$ и СМ$^{***}_1$ младшего разряда находятся во “включенном” состоянии при четном числе N и в “выключенном” состоянии – при нечетном числе N. Поэтому СМ$^{***}_{(N\,–\,1)}$ – “выключен”, а СМ$^{***}_{(N\,–\,2)}$ – “включен” и т. д. Через соответствующие “включенные” СМ$^{***}_{i}$ от источников $I_{(1–N)}$ калибровочных токов $I_{(\text{o}1–\text{o}N)}$ соответствующие калибровочные токи $I_{\text{o}\,i}$ потекут через резистор $R_{\text{н}}$ нагрузки и их сумма на выходе $U_{\text{вых}}$ ЦАП сформирует моментное значение $u_{\text{вых}}$ (t) выходного аналогового сигнала, пропорциональное моментному значению входного цифрового числа $\{g_k\}$ кода Грея.

4.5. Преобразователи цифровых кодов на основе применения СМ

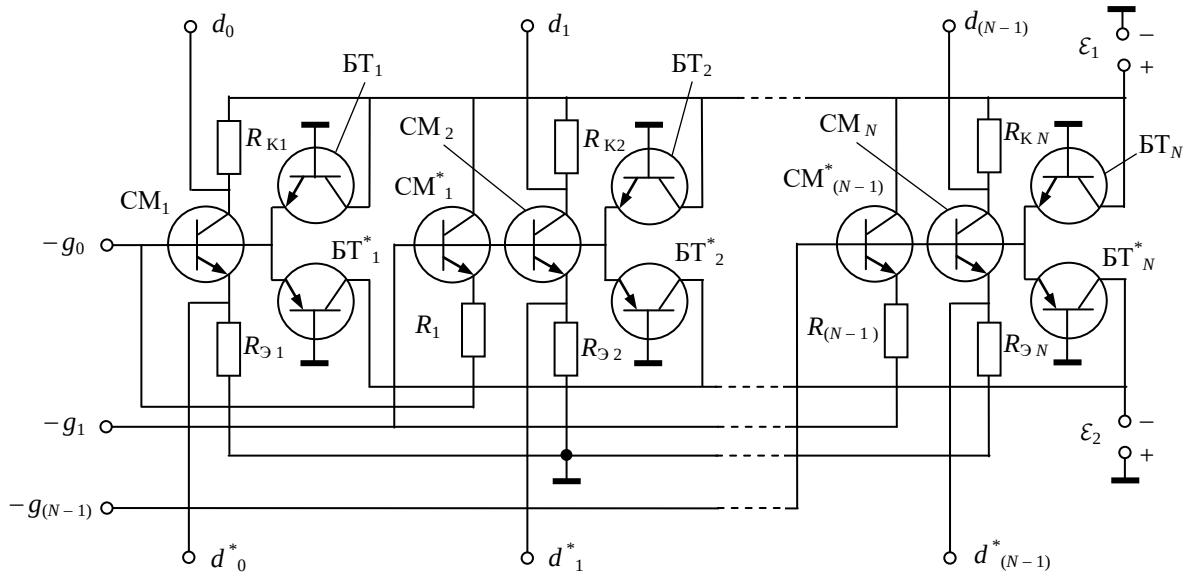
Из рассмотренных принципов работы предложенных ЦАП, действующих в цифровом коде $\{g_k\}$ – Грея, электрические схемы которых показаны на рис. 66, а, и рис. 70, видно, что в них выполняется функция преобразования цифрового кода $\{g_k\}$ – Грея в цифровой двоичный код $\{d_k\}$. Очевидно, что это позволяет несложными схемотехническими изменениями этих схем ЦАП, предложить новые схемы на основе применения СМ, а именно цифровые преобразователи различных цифровых кодов.

Преобразователь кода $\{g_k\}$ – Грея в двоичный код $\{d_k\}$ [115] на основе применения СМ и БТ показан на рис. 71, а.

Из рис. 71, а, видно, что здесь тоже для гальванической развязки от ОШ устройства вторые выводы баз СМ$_{(1–N)}$ соединены с эмиттерами БТ$_{(1–N)}$ n-p-n типа и БТ$^{*}_{(1–N)}$ p-n-p типа проводимости. Основным отличием предложенной схемы от показанной на рис. 66, а, состоит в том, что коллекторы и эмиттеры основных СМ$_{(1–N)}$ нагружены резисторами $R_{\text{К}\,(1–N)}$ и $R_{\text{Э}\,(1–N)}$ нагрузки, соответственно, которые являются цифровыми выходами d_k и d^{*}_{k} устройства, а остальные соединения аналогичны.

Преобразователь, показанный на рис. 71, а, работает следующим образом.

При отсутствии входного цифрового числа $\{g_k\}$ – Грея, схема энергии не потребляет и на разрядные выходы d_k цифрового двоичного числа $\{d_k\}$ имеются высокие ЛУ – “1”, например, + $\mathcal{E}_1$, а на дополнительные разрядные выходы d^{*}_{k} цифрового двоичного числа $\{d^{*}_{k}\}$ имеются низкие ЛУ – “0”. При поступлении входного цифрового числа $\{g_k\}$ – Грея, например, $g_0 \rightarrow$ “1”, $g_1 \rightarrow$ “1”,…, $g_{(N\,–\,1)} \rightarrow$ “1”, вдоль баз СМ$_{(1–N)}$ и СМ$^{*}_{(1–(N\,–\,1))}$ потекут входные токи $I_{\text{вх}}$, величина которых устанавливается из условия: $I_{\text{вх}} > I_{\text{ВВ s}}$ – токи переключения этих СМ и СМ*. В начальный момент t_{o} переходных процессов все СМ и СМ* переключаются в проводящие состояния и токи I^{*} от источника напряжения $\mathcal{E}_1$ через “открытые” дополнительные СМ$^{*}_{(1–(N\,–\,1))}$ и соответствующие тока-задающие резисторы $R^{*}_{(1–(N\,–\,1))}$ поступают на соответствующие цифровые входы g_k, здесь k = 0, 1, 2,…, (N – 1). Величина сопротивления тока-задающих резисторов $R^{*}_{(1–(N\,–\,1))}$



а

Цифровой код Грея $\{g_k\}$			Цифровой двоичный код $\{d_k\}$			Состояние СМ$_i$: “0” – “выключен”, “1” – “включен			Состояние СМ$^*_i$: “0” – “выключен”, “1” – “включен”		
$g_{(N-1)}$	g_1	g_0	$d_{(N-1)}$	d_1	d_0	СМ$_N$	СМ$_2$	СМ$_1$	СМ$^*_N$	СМ$^*_2$	СМ$^*_1$
“0”	“0”	“0”	“0”	“0”	“0”	“0”	“0”	“0”	“0”	“0”	“0”
“0”	“0”	“1”	“0”	“0”	“1”	“0”	“0”	“1”	“0”	“0”	“0”
“0”	“1”	“1”	“0”	“1”	“0”	“0”	“1”	“0”	“0”	“0”	“1”
“0”	“1”	“0”	“0”	“1”	“1”	“0”	“1”	“1”	“0”	“0”	“1”
“1”	“1”	“0”	“1”	“0”	“0”	“1”	“0”	“0”	“0”	“1”	“0”
“1”	“1”	“1”	“1”	“0”	“1”	“1”	“0”	“1”	“0”	“1”	“0”
…	…	…	…	…	…	…	…	…	…	…	…

б

Рис. 71. Принципиальная электрическая схема преобразователя цифрового кода $\{g_k\}$ – Грея в двоичный цифровой код $\{d_k\}$ на основе применения СМ и разнополярных БТ (а) и таблица истинности его работы (б)

устанавливается такой, чтобы выполнялось следующее условие: $I^* = -I_{вх}$. Поэтому при одновременном поступлении этих токов на соответствующие СМ и СМ*, они находятся во “выключенном” состоянии, а именно: СМ$_{(N-1)}$ и СМ$^*_{(N-2)}$ – “выключены”; СМ$_{(N-2)}$ и СМ$^*_{(N-3)}$ – “включены”, и т. д. Здесь отметим, что СМ$_1$ остается во “включенном” состоянии при нечетном значении N и во “выключенном” состоянии при четном значении N. После переходного процесса на разрядных цифровых выходах d_k и d^*_k устройства устанавливаются цифровые двоичные числа $\{d_k\}$ и $\{d^*_k\}$, соответственно, которые соответствуют мгновенному значению входного цифрового кода $\{g_k\}$ – Грея, что видно из таблицы истинности, представленной на рис. 71, б, причем имеем $d^*_k = \overline{d_k}$.

По сравнению с другими известными устройствами того же назначения, предложенный преобразователь цифровых кодов выгодно отличается простотой конструкции, обладает повышенным быстродействием и более широкими функциональными возможностями.

Преобразователь цифрового кода $\{g_k\}$ – Грея в цифровой двоичный код $\{d_k\}$ на основе применения СМ без БТ [116] показан на рис. 72, откуда видно, что в предложенном преобразователе использован принцип применения двух гальванически развязанных ОШ – $\perp$ и $\triangleq$, и это существенно упрощает схему предложенного устройства. Основным отличием предложенной схемы от показанной на рис. 70 состоит в том, что

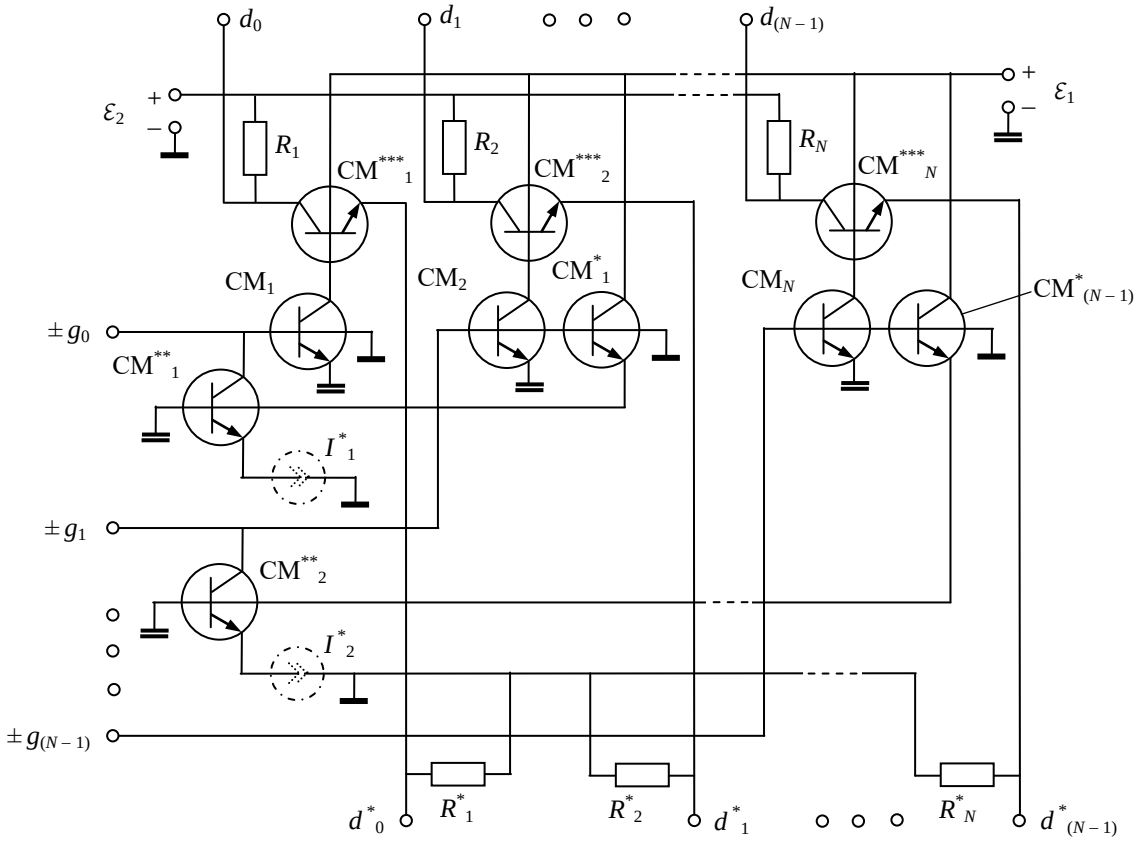


Рис. 72. Принципиальная электрическая схема преобразователя цифрового кода $\{g_k\}$ – Грея в цифровой двоичный код $\{d_k\}$ на основе применения СМ без БТ, и имеющий две гальванически развязанные общие шины $\perp$ и $\doteq$, с возможностью работы от различных полярностей входных ЛУ- "$\pm$ 1"

коллекторы и эмиттеры $\text{СМ}^{***}{}_N$ четвертой группы нагружены резисторами $R_{(1–N)}$ и $R^{*}{}_{(1–N)}$ нагрузки, соответственно. Эти резисторы нагрузки являются цифровыми выходами d_k и $d^{*}{}_k$ устройства, а остальные соединения аналогичны схеме, показанной на рис. 70. В предложенной схеме, показанной на рис. 72, исключены источники калибровочных токов и в место их включен дополнительный источник напряжения $\mathcal{E}_2$ питания, к которому подключены резисторы $R_{(1–N)}$ нагрузки.

Преобразователь, показанный на рис. 72, работает следующим образом.

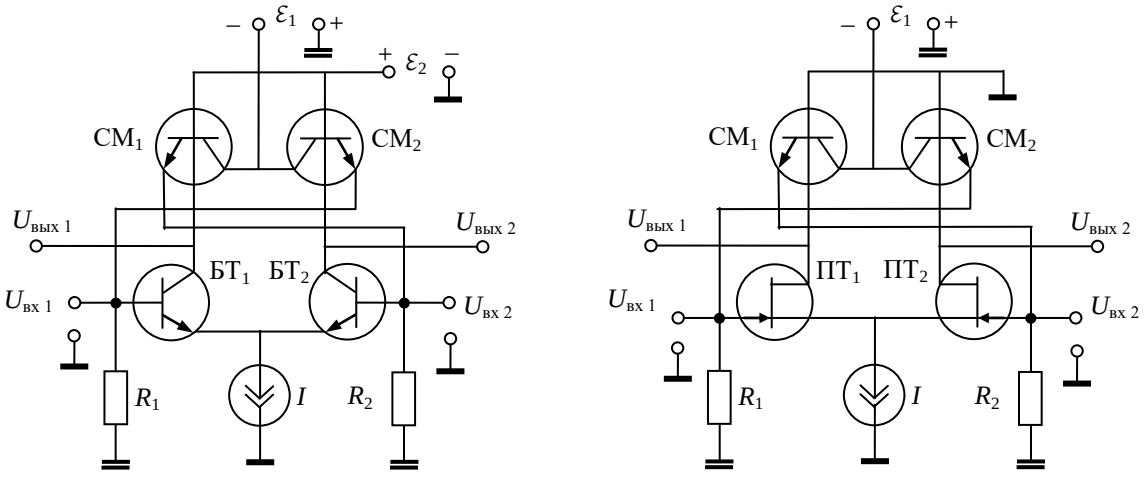
При отсутствии входного числа $\{g_k\}$ схема энергии не потребляет. При поступлении входного ЛУ – "$\pm$ 1" различной полярности на цифровые входы g_k, через соответствующие базы $\text{СМ}_{(k\,+\,1)}$ и $\text{СМ}^{*}{}_k$ потечет входной ток $I_{\text{вх}}$, величина которого устанавливается из условия $I_{\text{вх}} > I_{\text{ВВ s 1}} = I_{\text{ВВ s 2}}$ – токи переключения $\text{СМ}_{(1–N)}$ и $\text{СМ}^{*}{}_{(1–(N\,-\,1))}$, соответственно. При поступлении входного числа $\{g_k\}$, например: $g_0 \rightarrow$ "1", $g_1 \rightarrow$ "1",…, $g_{(N\,-\,1)} \rightarrow$ "1", вдоль баз $\text{СМ}_{(k\,+\,1)}$ и $\text{СМ}^{*}{}_k$ потекут входные токи $I_{\text{вх}}$, которые переключает эти СМ и СМ^{*} во "включенные" состояния. При этом от источника напряжения $\mathcal{E}_1$ питания через базы соответствующих $\text{СМ}^{*}{}_{(1–(N\,-\,1))}$ и $\text{СМ}^{***}{}_{(1–N)}$ потекут, например, одинаковые токи $I^{*} = I^{***}$, соответственно, величина которых устанавливается так: $I^{*,\,***} > I_{\text{ВВ s 3}} = I_{\text{ВВ s 4}}$ – токи переключения $\text{СМ}^{**}{}_{(1–(N\,-\,1))}$ и $\text{СМ}^{***}{}_{(1–N)}$, соответственно, причем желательно условие $I_{\text{ВВ s 1}} = I_{\text{ВВ s 2}} = I_{\text{ВВ s 3}} = I_{\text{ВВ s 4}}$ и $I_{\text{вх}} = I^{*,\,***}$. Поэтому соответствующие $\text{СМ}^{**}{}_{(1–(N\,-\,1))}$ и $\text{СМ}^{***}{}_{(1–N)}$ тоже переключаются во "включенные" состояния и от соответствующих источников токов $I^{*}{}_{(1–(N\,-\,1))}$ и напряжения $\mathcal{E}_2$ питания потекут соответствующие токи $I_{\text{о}}$ и выходные токи $I_{\text{вых}}$. При условии, что величина тока $I_{\text{о}} = -I_{\text{вх}}$, $\text{СМ}_{(1–N)}$ с номером $(N\,-\,1)$ и $\text{СМ}^{*}{}_{(1–(N\,-\,1))}$ с номером $(N\,-\,2)$ "выключаются", а с номерами $(N\,-\,2)$ и $(N\,-\,3)$,

соответственно, остаются “включенными”, и т. д. Здесь отметим, что $СМ^{*}_{1}$ и $СМ^{***}_{1}$ младшего разряда находятся во “включенном” состоянии при четном числе N и во “выключенном” состоянии при нечетном числе N, и поэтому $СМ^{***}_{(N-1)}$ – “выключен”, а $СМ^{***}_{(N-2)}$ – “включен” и т. д. После переходного процесса через соответствующие “включенные” $СМ^{***}_{(1–N)}$ от источника напряжения $\mathcal{E}_2$ питания через резисторы $R_{(1–N)}$ и $R^{*}_{(1–N)}$ нагрузки потекут выходные токи $I_{вых}$ и на соответствующих разрядных цифровых выходах d_k и d^{*}_{k} устройства устанавливаются цифровые двоичные числа $\{d_k\}$ и $\{d^{*}_{k}\}$, которые соответствуют мгновенному значению входного цифрового кода $\{g_k\}$ – Грея, причем имеем $d^{*}_{k} = \overline{d}_{k}$. Здесь отметим, что выключение $СМ_{(1–N)}$ и соответствующих $СМ^{*}_{(1–(N-1))}$ может быть реализовано и без источников $I^{*}_{1–(N-1))}$ токов, путем шунтирования соответствующих входов g_i относительно малым сопротивлением коллектор-эмиттер открытых $СМ^{**}_{(1–(N-1))}$, что существенно упрощает схему преобразователя. По сравнению с другими известными устройствами того же назначения, предложенный преобразователь цифровых кодов тоже выгодно отличается простотой конструкции, обладает повышенным быстродействием и более широкими функциональными возможностями.

4.6. Триггеры и элементы памяти на основе применения СМ

Триггер главным образом используется в качестве запоминающего элемента для хранения одного бита цифровой информации, а также в схемах счетчиков, регистров сдвига, коммутации и преобразования данных и т. д. [117, 118].

Триггер на основе применения СМ и БТ, или ПТ [119], показан на рис. 73, где использован принцип применения двух гальванически развязанных ОШ – ⊥ и ⏥.



а б

Рис. 73. Принципиальная электрическая схема триггера на основе применения СМ и БТ (а), или ПТ (б), с использованием принципа применения двух гальванически развязанных общих шин ⊥ и ⏥

Из рис. 73, а, видно, что в предложенной схеме триггера первые выводы баз $СМ_1$ и $СМ_2$ соединены с коллекторами $БТ_1$ и $БТ_2$, соответственно, а эмиттеры $СМ_1$ и $СМ_2$ соединены с базами $БТ_2$ и $БТ_1$, соответственно, причем эмиттеры последних соединены с источником I тока, подключенного к первой ОШ – ⊥. Вторые выводы баз $СМ_1$ и $СМ_2$ через источник напряжения $\mathcal{E}_2$ смещения соединены с первой ОШ – ⊥, а их коллекторы соединены и подключены к источнику напряжения $\mathcal{E}_1$ питания, другой полюс которого подключен ко второй ОШ – ⏥. Базовые выводы $БТ_1$ и $БТ_2$ – входы $U_{вх\ 1}$ и $U_{вх\ 2}$

переключения триггера, соответственно, нагружены резисторами R_1 и R_2 смещения, соответственно, которые подключены ко второй ОШ – ⏚. Состояние триггера считывается с коллекторов $БТ_1$ и $БТ_2$ – выходов $U_{вых\ 1}$ и $U_{вых\ 2}$ триггера, соответственно.

Триггер, показанный на рис. 73, а, работает следующим образом.

При включении источников I тока и $\mathcal{E}_{1,\ 2}$ напряжений, случайным образом один из БТ, например, $БТ_2$ "открывается", а $БТ_1$ "закрывается". При этом ток I от источника тока потечет через базу $СМ_2$ и, при условии $2 \cdot I_{ВВ\ s} > I > I_{ВВ\ s}$ – токи переключения $СМ_{1,\ 2}$, упомянутый $СМ_2$ тоже включается. Поэтому напряжение $\mathcal{E}_1$ от источника напряжения питания подается на базу $БТ_1$, полярность которого устанавливается в обратном направлении для поддержания "закрытого" состояния этого $БТ_1$. Пусть это состояние триггера соответствует записи в нем ЛУ – "1", т. е. высокий потенциал на коллекторе $БТ_1$ и низкий потенциал на коллекторе $БТ_2$. Для записи ЛУ – "0", на входы $U_{вх\ 1,\ 2}$ триггера подается дифференциальный входной сигнал $\Delta u_{вх\ 21}(t)$ переключения – высокий потенциал + на базу $БТ_2$ ($u_{вх\ 2} > 0$) и низкий потенциал – на базу $БТ_1$ ($u_{вх\ 1} < 0$), а для записи ЛУ – "1", наоборот. Информация считывается путем сравнения дифференциального сигнала $\Delta u_{вых\ 12}(t)$ на выходах $U_{вых\ 1}$ и $U_{вых\ 2}$ триггера. Предложенный триггер отличается высокой стабильностью и помехоустойчивостью, а также небольшим числом шин управления при использовании его в качестве элемента памяти – две шины записи и две шины считывания.

В другом варианте триггера, показанном на рис. 73, б, в место $БТ_{1,\ 2}$ включаются $ПТ_{1,\ 2}$, соответственно, с изначально "открытыми" каналами, а величина тока I от источника тока устанавливается из условия $I \cong 2 \cdot I_{ВВ\ s}$, причем полярность включения источника $\mathcal{E}_1$ устанавливается из условия в закрывающем направлении для напряжений $U_{ЗИ\ 1,\ 2}$ затворов-истоков $ПТ_{1,\ 2}$, соответственно.

Триггер на основе применения СМ без БТ [120] показан на рис. 74, где тоже использован принцип применения двух гальванически развязанных ОШ – ⊥ и ⏚.

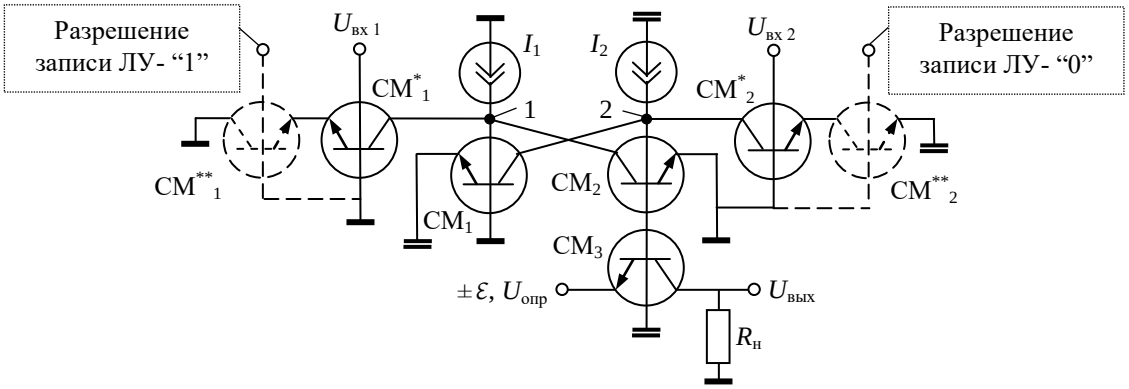


Рис. 74. Принципиальная электрическая схема триггера на основе применения СМ без БТ, с использованием принципа применения двух гальванически развязанных общих шин ⊥ и ⏚

Из рис. 74 видно, что стабильное состояние триггера в одном из двух возможных состояний обеспечивается введением двух источников I_1 и I_2 токов, подключенных к разным гальванически развязанным ОШ – ⊥ и ⏚, соответственно. Первый вывод базы $СМ_1$ и коллектор $СМ_2$ подключены к источнику I_1 тока, второй полюс которого соединен с первой ОШ – ⊥, а первый вывод базы $СМ_2$ и коллектор $СМ_1$ подключены к источнику I_2 тока, второй полюс которого соединен с второй ОШ – ⏚. Эмиттеры $СМ_1$ и $СМ_2$ подключены ко второй ⏚ и к первой ⊥ ОШ, соответственно. Второй вывод базы $СМ_1$ соединен с первой ОШ – ⊥, а второй вывод базы $СМ_2$ соединен с первым выводом базы $СМ_3$, второй вывод базы которого соединен с второй ОШ – ⏚. Общие точки 1 и 2

соединения соответствующих выводов $СМ_{1,\ 2}$ баз, коллекторов и источников $I_{1,\ 2}$ токов, являются узлами переключения триггера. Поэтому эти точки должны быть задействованы соответствующими входными сигналами $U_{вх\ 1,\ 2}$ переключения триггера, а эмиттер и коллектор $СМ_3$ выполняет функцию выхода $U_{вых}$ триггера для считывания его состояния. При этом ЛУ считывания может быть реализован источником постоянного напряжения $\pm\mathcal{E}$, подключенного к эмиттеру $СМ_3$ или напряжением $U_{опр}$ сигнала опроса, подаваемом на эмиттер $СМ_3$ (рис. 74). Общие точки 1 и 2 соединены с коллекторами дополнительных $СМ^*_{1,\ 2}$, соответственно, эмиттеры которых соединены с гальванически развязанными ОШ – $\perp$ и $\doteq$, соответственно. При этом входами $U_{вх\ 1,\ 2}$ переключения триггера являются первые выводы баз $СМ^*_{1,\ 2}$, вторые выводы баз которых соединены с первой ОШ – $\perp$.

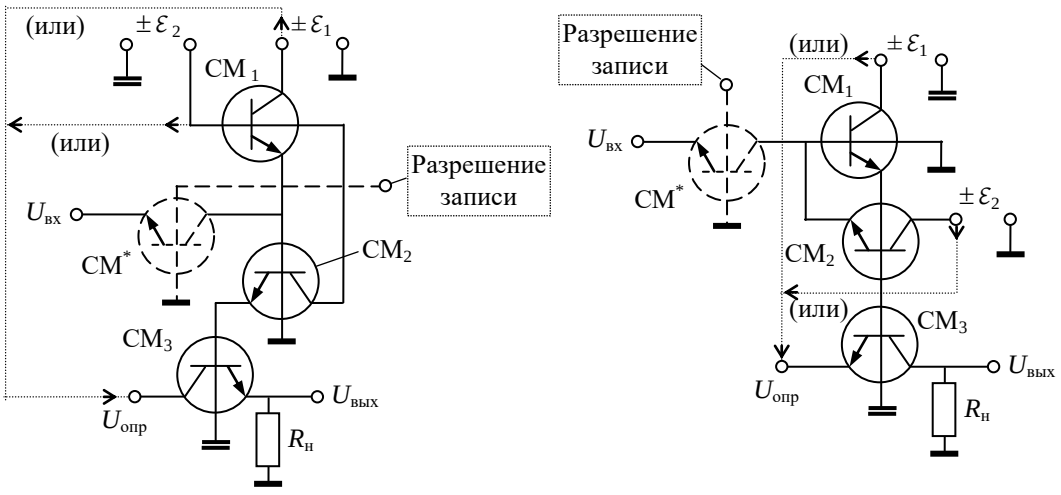
Триггер, показанный на рис. 74, работает следующим образом.

Включают источники $I_{1,\ 2}$ токов и через базы $СМ_{(1–3)}$ текут токи I_o, величина которого устанавливается из условия $I_o > I_{ВВ\ s}$ – токи переключения $СМ_{(1–3)}$. Случайным образом один из $СМ_{1,\ 2}$, например $СМ_2$ “открывается” первым, и поэтому часть ΔI тока от источника I_1 тока ответвляется на первую ОШ – $\perp$. При этом $СМ_1$ остается “закрытым”, т. к. обеспечивается условие $(I_o - \Delta I) < I_{ВВ\ s}$. Пусть это состояние триггера соответствует записи в нем ЛУ – “1”, т. к. $СМ_3$ находится в “открытом” состоянии и при подаче на его эмиттер сигнала $U_{опр}$ – опроса с высоким ЛУ- “± 1”, на его коллекторе – $U_{вых}$ считывается высокий ЛУ- “± 1”. Для записи ЛУ – “0”, на вход $U_{вх\ 2}$ – записи битов “0” подается сигнал $\pm\ U_{вх\ 2}$ с амплитудой $U_{o\ вх\ 2}$, достаточной для “включения” $СМ^*_2$, и при этом ток I_o от источника I_2 тока частично ответвляется на вторую ОШ – $\doteq$, и поэтому $СМ_{2,\ 3}$ “выключаются”, а $СМ_1$ “включается”. При подаче на эмиттер $СМ_3$ сигнала $U_{опр}$ с высоким ЛУ- “± 1”, на его коллекторе – $U_{вых}$ считывается низкий ЛУ- “0”. Для записи ЛУ- “1”, ко входу $U_{вх\ 1}$ – записи битов “1” подается сигнал $\pm\ U_{вх\ 1}$ с амплитудой $U_{o\ вх\ 1}$, достаточной для “включения” $СМ^*_1$, и при этом ток I_o от источника I_1 тока частично ответвляется на первую ОШ – $\perp$ и $СМ_1$ “выключается”, а $СМ_{2,\ 3}$ “включаются”, и при этом выше описанном путем на выходе $U_{вых}$ считывается высокий ЛУ- “± 1”. Здесь отметим, что такой способ записи информации не пригоден для матрицы памяти, т .к. не позволяет осуществить выборку определенного триггера в ней. С этой целью в схему предложенного триггера введены дополнительные $СМ^{**}_{1,\ 2}$, на рис. 74 показанные пунктирными линиями, при возбуждении первых выводов баз которых разрешается запись битов “1” или “0”, соответственно.

Предложенный триггер (рис. 74) тоже отличается высокой стабильностью и помехоустойчивостью, а также сравнительно небольшим числом шин управления – две шины записи, две шины считывания и две или одна шина разрешения записи.

Элементы памяти на основе применения СМ без БТ [121] для оперативной (динамической) памяти показаны на рис. 75.

Из рис. 75, а видно, что здесь тоже использован принцип применения двух гальванически развязанных ОШ – $\perp$ и $\doteq$, а стабильные состояния – “включено” или “выключено” обеспечивается введением двух источников напряжений $\mathcal{E}_1$ и $\mathcal{E}_2$ питания, подключенных к разным ОШ – $\perp$ и $\doteq$, соответственно. Первый вывод базы и коллектор $СМ_1$ подключены к источникам напряжений $\mathcal{E}_1$ и $\mathcal{E}_2$, соответственно, а второй вывод базы и эмиттер соединены с коллектором и первым выводом базы $СМ_2$, соответственно, второй вывод базы которого соединен с первой ОШ – $\perp$. Эмиттер $СМ_2$ соединен с первым выводом базы $СМ_3$, второй вывод базы которого соединен со второй ОШ – $\doteq$, а эмиттер и коллектор $СМ_3$ выполняют функцию выхода $U_{вых}$ элемента памяти для считывания его состояния. При этом ЛУ считывания может быть реализован напряжением $\pm U_{опр}$ сигнала опроса, подаваемом на коллектор $СМ_3$, или напряжением от источника постоянного напряжения $\pm\ \mathcal{E}_1$, или $\pm\ \mathcal{E}_2$, подключенного к коллектору $СМ_3$, что показано точечной линией на рис. 75, а. Входом $U_{вх}$ переключения состояния элемента памяти является общая точка соединения эмиттера $СМ_1$ и первого вывода базы $СМ_2$.



а б

Рис. 75. Принципиальная электрическая схема элемента памяти на основе применения СМ без БТ для оперативной (динамической) памяти с использованием принципа применения двух гальванически развязанных общих шин ⊥ и ⫫: а – первый и б – второй варианты выполнения

Элемент памяти, показанный на рис. 75, а, работает следующим образом.

Включают источники напряжений $\mathcal{E}_1$ и $\mathcal{E}_2$ питания и схема энергии не потребляет, т. к. все $СМ_{(1–3)}$ “закрыты” и элемент памяти находится в состоянии “выключено”, т. е. в нем записан бит “0”, и при подаче напряжения $\pm U_{опр}$ опроса эта информация считывается с выхода $U_{вых}$, в котором в данном случае напряжение равно нулю – $u_{вых} \approx 0$. Для записи бита “1”, на вход $U_{вх}$ – точку соединения эмиттера $СМ_1$ и базы $СМ_2$, подается включающий сигнал – ЛУ – “± 1”. При этом через базу $СМ_2$ потечет входной ток $I_{вх}$, величина которого устанавливается из условия $I_{вх} > I_{ВВ\ s\ 2}$ – ток переключения $СМ_2$. Поэтому $СМ_2$ “включается” и по цепи – источник $\mathcal{E}_2$, база $СМ_1$, коллектор-эмиттер $СМ_2$ и база $СМ_3$ потечет ток I_2. При условии, что этот ток $I_2 > I_{ВВ\ s\ 1}$ – ток переключения $СМ_1$, он тоже “включается” и ток I_1 потечет по цепи – источник $\mathcal{E}_1$, коллектор-эмиттер $СМ_1$ и база $СМ_2$. При условии, что ток $I_1 > I_{ВВ\ s\ 2}$, после снятия сигнала записи с входа $U_{вх}$, схема остается в состоянии “включено”, т. е. в ней записан бит “1”, и эта информация считывается с выхода $U_{вых}$, в котором в данном случае напряжение не равно нулю – $u_{вых} \approx U_{опр}$, или $u_{вых} \approx \mathcal{E}_{1,\ 2}$, т. е. на выходе $U_{вых}$ считывается высокий ЛУ- “± 1”. Для перезаписи бита “0”, на вход $U_{вх}$ подается выключающий сигнал ЛУ- “∓1” с противоположной полярностью и с амплитудой, равной напряжению $|\pm\ \mathcal{E}_1|$. При этом величина базового тока $I_{ВВ\ 2} \approx 0$, и этим обеспечивается “выключение” $СМ_2$, и в последствии – $СМ_1$ и $СМ_3$, из-за чего схема переходит в состояние “выключено”. Другой вариант перезаписи бита “0”, это кратковременное соединение – коммутация входа $U_{вх}$ с первой ОШ – ⊥. Здесь отметим, что аналогично схеме на рис. 74, для обеспечения возможности выборки элемента памяти, показанного на рис. 75, а, в матрице оперативной памяти, при записи битов информации “1” или “0”, необходимо ввести дополнительную шину “разрешения записи”. Для этой цели в схему элемента памяти (рис. 75, а) включается дополнительный СМ*, на рис. 75, а, показанный пунктирной линией. При этом коллектор и эмиттер СМ* включены между входом $U_{вх}$ и точкой соединения эмиттера $СМ_1$ и базы и $СМ_2$, а первый вывод базы СМ* является входом “разрешения записи”, причем второй вывод базы СМ* соединен с первой ОШ – ⊥. Предложенный элемент динамической памяти тоже отличается высокой стабильностью и помехоустойчивостью, а также сравнительно небольшим числом шин управления – две шины записи, две шины считывания и одна шина разрешения записи. Кроме того эта схема потребляет в двое

меньше энергии, т. к. энергия потребляется только при хранении в ней бита “1”.

Второй вариант элемента памяти на основе применения СМ без БТ [121] для оперативной (динамической) памяти показан на рис. 75, б. Входом $U_{вх}$ устройства является первый вывод базы $СМ_1$, второй вывод базы которого соединен с первой ОШ – ⊥, а коллектор подключен к источнику напряжения $\mathcal{E}_1$ питания, соединенного с второй ОШ – ⏥. Эмиттер $СМ_1$ соединен с последовательно соединенными базами $СМ_2$ и $СМ_3$, причем второй вывод базы последнего подключен ко второй ОШ – ⏥. Эмиттер $СМ_2$ подключен к первому выводу базы $СМ_1$, а коллектор соединен с вторым источником напряжения $\mathcal{E}_2$, который подключен к первой ОШ – ⊥. Эмиттер и коллектор $СМ_3$ выполняют функцию выхода $U_{вых}$ элемента памяти для считывания его состояния. При этом ЛУ считывания может быть реализован напряжением $\pm U_{опр}$ сигнала опроса, подаваемом на эмиттер $СМ_3$, или напряжением от источника постоянного напряжения $\pm \mathcal{E}_1$, или $\pm \mathcal{E}_2$, подключенного к эмиттеру $СМ_3$, что на рис 75, б, показано точечными линиями.

Элемент памяти, показанный на рис. 75, б, работает следующим образом.

Включают источники напряжений $\mathcal{E}_{1,\,2}$ питания и схема энергии не потребляет, т. к. все СМ “выключены” и это соответствует состоянию элемента памяти “выключено”, т. е. в нем записан бит “0”. Эта информация считывается на выходе $U_{вых}$ путем подачи сигнала $U_{опр}$ с высоким ЛУ- “± 1” на эмиттер $СМ_3$, или при действии на нем постоянного напряжения $\pm \mathcal{E}_{1,\,2}$. Поскольку $СМ_3$ “закрыт”, то на выходе $U_{вых}$ сигнал $u_{вых} \approx 0$ и это соответствует считыванию низкого ЛУ – “0”. Для записи бита “1”, на вход $U_{вх}$ подается включающий сигнал с ЛУ- “± 1” и при этом через базу $СМ_1$ потечет входной ток $I_{вх}$, величина которого устанавливается из условия $I_{вх} > I_{ВВ\ s\ 1}$ – ток переключения $СМ_1$, и он “включается”. Вследствие этого по цепи – источник $\mathcal{E}_1$, коллектор-эмиттер $СМ_1$ и базы $СМ_{2,\,3}$ потечет ток I_1. При условии, что этот ток $I_1 > I_{ВВ\ s\ 2,\,3}$ – токи включения $СМ_{2,\,3}$, они тоже “включаются” и ток I_2 потечет по цепи – источник $\mathcal{E}_2$, коллектор-эмиттер $СМ_2$ и база $СМ_1$. При условии, что ток $I_2 > I_{ВВ\ s\ 1}$ и его направление совпадает с направлением тока $I_{вх}$, после снятия сигнала с $U_{вх}$ схема остается в состоянии “включено”, т. е. в ней записан бит “1”. Для считывания этой информации, на эмиттер $СМ_3$ подается сигнал $\pm U_{опр}$ с высоким ЛУ- “± 1” и на коллекторе $СМ_3$ – выходе $U_{вых}$ считывается выходной сигнал $u_{вых}$ с высоким ЛУ- “± 1” – $u_{вых} \approx U_{опр}$ или $u_{вых} \approx \mathcal{E}_{1,\,2}$, что соответствует считыванию бита “1”. Для перезаписи бита “0”, на вход $U_{вх}$ подается выключающий противоположной полярности сигнал с ЛУ- “∓1”, величина которого обеспечивает входной ток $I^{*}_{вх} = -I_{вх}$, чем и обеспечивается “выключение” $СМ_1$, и в последствии “выключение” $СМ_{2,\,3}$, из-за чего схема переходит в состояние “выключено”. Другой вариант перезаписи бита “0”, это кратковременное соединение – коммутация входа $U_{вх}$ на первую ОШ – ⊥. Далее отметим, что для обеспечения возможности выборки элемента памяти в матрице оперативной памяти при записи битов “1” или “0”, необходимо ввести дополнительную шину “разрешения записи”. Для этой цели в схему элемента памяти, показанной на рис. 75, б, включается дополнительный $СМ^{*}$, показанный пунктирной линией, коллектор и эмиттер которого включены между входом $U_{вх}$ и точкой соединения базы $СМ_1$ и эмиттера $СМ_2$, а первый вывод базы $СМ^{*}$ является входом “разрешения записи”, причем второй вывод базы $СМ^{*}$ соединен с первой ОШ – ⊥.

Предложенные элементы динамической памяти, принципиальные схемы которых показаны на рис. 75, кроме относительной простоты и высокой надежности отличаются и тем, что они не требует периодической перезаписи охраняемой цифровой информации и этим освобождается время для выполнения других программных команд в вычислительном устройстве.

4.7. Устройство выборки-хранения на основе применения СМ

Известные схемы устройств выборки-хранения (УВХ) [122] отличаются сложностью, т. к. имеют сравнительно много (до 10 и более) активных элементов, что существенно ограничивает их быстродействие и надежность работы. Упомянутые недостатки известных УВХ успешно решаются путем применения СМ.

УВХ на основе применения СМ и БТ [123] показан на рис. 76, а.

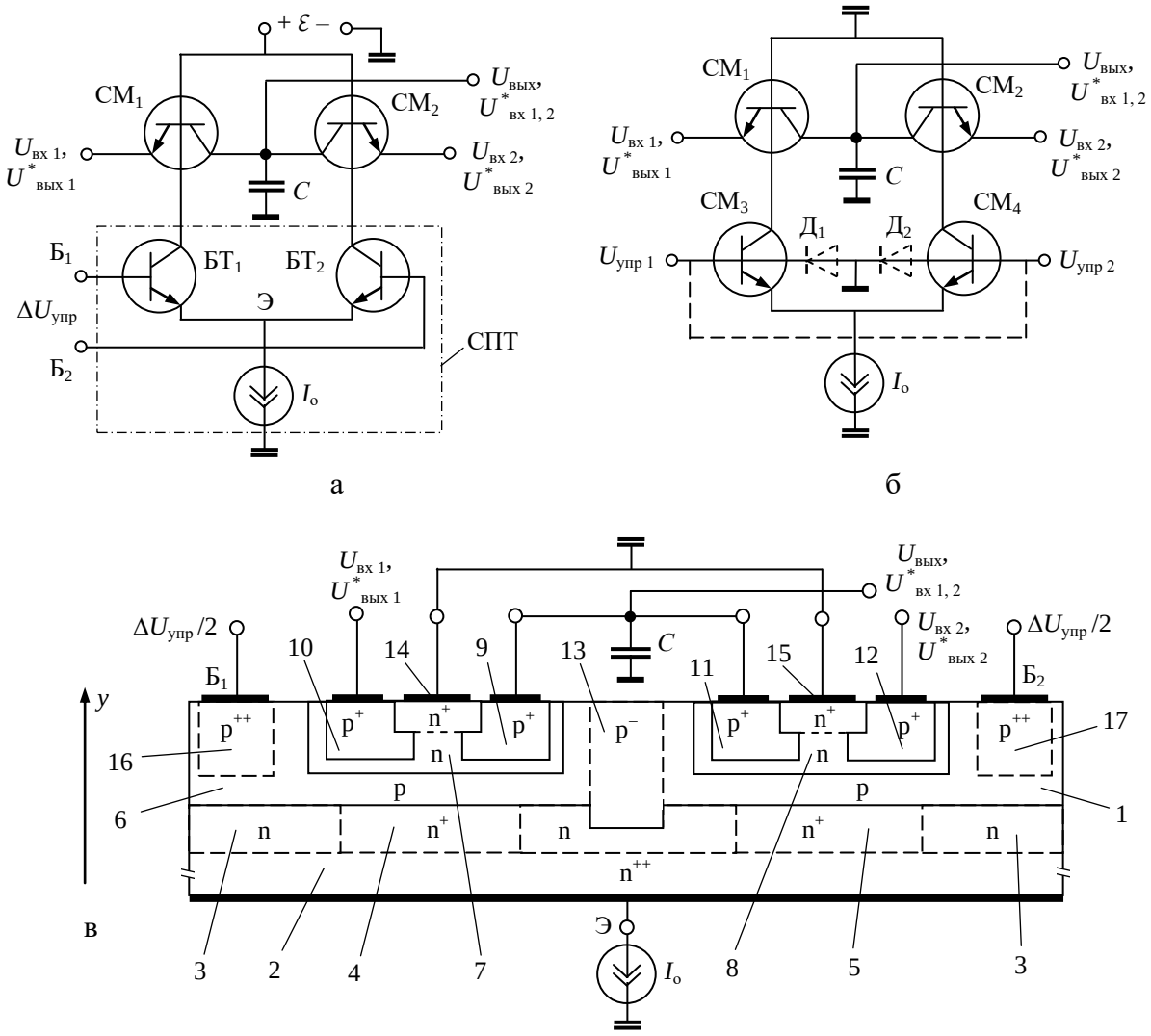


Рис. 76. Принципиальная электрическая схема УВХ на основе применения СМ и БТ (а) и на СМ без БТ (б), а также интегральный вариант выполнения УВХ (а) на Si (в), здесь цифрами обозначено: 1 – ДТЭ (второй эпитаксиальный слой p- типа проводимости); 2 – полупроводниковая подложка n^{++}- типа проводимости; 3 – первый эпитаксиальный слой n- типа проводимости; 4, 5 – эмиттерные области n^{+}- типа проводимости; 6- общая область базы p- типа проводимости; 7, 8 – области коллекторов n- типа проводимости; 9–12 – эмиттерные и коллекторные области СМ; 13 – низколегированная область базы $p^{–}$- типа проводимости, разделяющая БТ в ДТЭ; 14, 15 – вторые выводы баз СМ; 16, 17 – p^{++}- области базовых контактов $Б_{1, 2}$

Из рис. 76, а, видно, что УВХ содержит СПТ на двух $БТ_{1, 2}$, при помощи которой переключаются два $СМ_{1, 2}$, которые в свою очередь выполняют функцию ключей, при помощи которых коммутируются входы $U_{вх\ 1}$ и $U_{вх\ 2}$ на конденсатор C памяти. Первые выводы баз $СМ_{1, 2}$ подключены к коллекторам $БТ_{1, 2}$, соответственно, а вторые выводы баз

$СМ_{1,\,2}$ через источник напряжения $\mathcal{E}$ соединены со второй ОШ – ⏥, к которой подключен и источник I_o тока, другой полюс которого соединен с эмиттерами $БТ_{1,\,2}$. Коллекторы $СМ_{1,\,2}$ соединены с конденсатором C памяти – выходом $U_{вых}$, другой контакт которого подключен к первой ОШ – ⊥, а эмиттеры $СМ_{1,\,2}$ являются входами $U_{вх\ 1,\ 2}$ УВХ. В других вариантах УВХ один из входов $U_{вх\ 1,\ 2}$ является дополнительным выходом $U^{*}_{вых}$ устройства, например вход $U_{вх\,2} \rightarrow U^{*}_{вых}$, или $U_{вых} \rightarrow U^{*}_{вх}$ и $U_{вх\,1,\,2} \rightarrow U^{*}_{вых\,1,\,2}$.

УВХ, показанный на рис. 76, а, работает следующим образом.

При отсутствии на входе $\Delta U_{упр}$ входного дифференциального сигнала $\Delta\ u_{упр}$ управления, ток I_o от источника тока разветвляется на две одинаковые части $I_{o\,1,\,2} \cong I_o/2$, и эти токи через эмиттер-коллектор соответствующего $БТ_{1,\ 2}$ текут вдоль баз соответствующих $СМ_{1,\,2}$. При условии, что $I_o/2 < I_{ВВ\,s} < I_o$, где $I_{ВВ\,s}$ – ток включения $СМ_{1,\,2}$, оба СМ остаются "выключенными" и входы $U_{вх\ 1,\ 2}$ при этом тоже "отключены" от конденсатора C памяти. При поступлении на вход $\Delta U_{упр}$ дифференциального сигнала $\Delta U_{упр}$, СПТ переключается и коммутирует ток I_o из одного плеча, например $БТ_1$, в другой – $БТ_2$, тем самым поочередно переключая $СМ_{1,\ 2}$ во "включенные" или "выключенные" состояния. Поэтому конденсатор C на определенное время поочередно подключается к разным входам $U_{вх\ 1,\ 2}$, чем и обеспечивается действие предложенного УВХ в разных вариантах эго использования. Очевидно, что аналогично схеме на рис. 73, б, транзисторы $БТ_{1,\ 2}$ могут быть заменены полевыми транзисторами $ПТ_{1,\ 2}$, соответственно, и при этом нет в необходимости источника напряжения $\mathcal{E}$ – вторые выводы баз $СМ_{1,\,2}$ непосредственно соединены со второй ОШ – ⏥.

<u>В другом варианте УВХ на основе применения СМ без БТ</u> [124], показанном на рис. 76, б, тоже применен принцип использования двух гальванически развязанных ОЩ – ⊥ и ⏥. В этой схеме СПТ выполнена на двух $СМ_{3,\,4}$, которые поочередно переключаются двумя сигналами $\pm U_{упр\ 1,\ 2}$ управления, полярность которых может быть различной. Для этой цели первые выводы баз $СМ_{3,\,4}$ соединены с первой ОШ – ⊥, а вторые выводы баз этих $СМ_{3,\,4}$ являются входами $U_{вх\ 1,\ 2}$ устройства. Возможен и другой способ переключения УВХ – одним сигналом $\pm U_{упр\ 1}$ или $\pm U_{упр\ 2}$, полярность которого может быть различной. В этом случае управляемые – вторые выводы баз $СМ_{3,\ 4}$ соединены между собой, что показано на рис. 76, б, пунктирной линией, а первые выводы баз $СМ_{3,\ 4}$ соединены с первой ОШ – ⊥ через соответствующие диоды $Д_{1,\ 2}$, которые с ОШ соединены разными контактами, например, анод $Д_1$ и катод $Д_2$, или наоборот. Предложенные УВХ отличаются простотой конструкции, высоким быстродействием и расширенными функциональными возможностями, т. к. позволяет работать на два выхода или с двумя входами при обобщенном выходе, и т. д.

Во всех предложенных схемах с применением СПТ на БТ, для обеспечения максимального быстродействия необходимо применять предложенные ДТЭ, описанные в § 2.3. Исходя из этого, на рис. 76, в, показан вариант интегральной полупроводниковой структуры УВХ, показанной на рис. 76, а. В этом интегральном варианте УВХ СМ выполнены непосредственно в коллекторных областях 7 и 8 ДТЭ. При этом, для обеспечения более эффективной работы СМ, они выполнены аналогично приконтактной области, показанной на рис. 24, в. Вариант интегральной полупроводниковой структуры УВХ, показанного на рис. 76, б, представлен на рис. 76а, откуда видно, что он аналогичен структуре показанной на рис. 76, в. В этом варианте (рис. 76а) между областями 13 и 7, и между областями 13 и 8 сформированы дополнительные приконтактные области 18 и 19 p^{++}- типа проводимости, выполняющие функции вторых контактов баз $СМ_{3,\ 4}$, причем в этом варианте область 13 делается изолирующей, например, из SiO_2.

Алгоритм технологического процесса изготовления интегрального варианта предложенного УВХ из кремния (Si) (рис. 76, в) соответствует алгоритму изготовления ДТЭ, показанного на рис. 36. Процесс изготовления может быть произведен операциями следующей последовательности: 1- на первой поверхности полупроводниковой подложки 2 n^{++}- типа проводимости наносятся первый эпитаксиальный слой 3 n- типа с

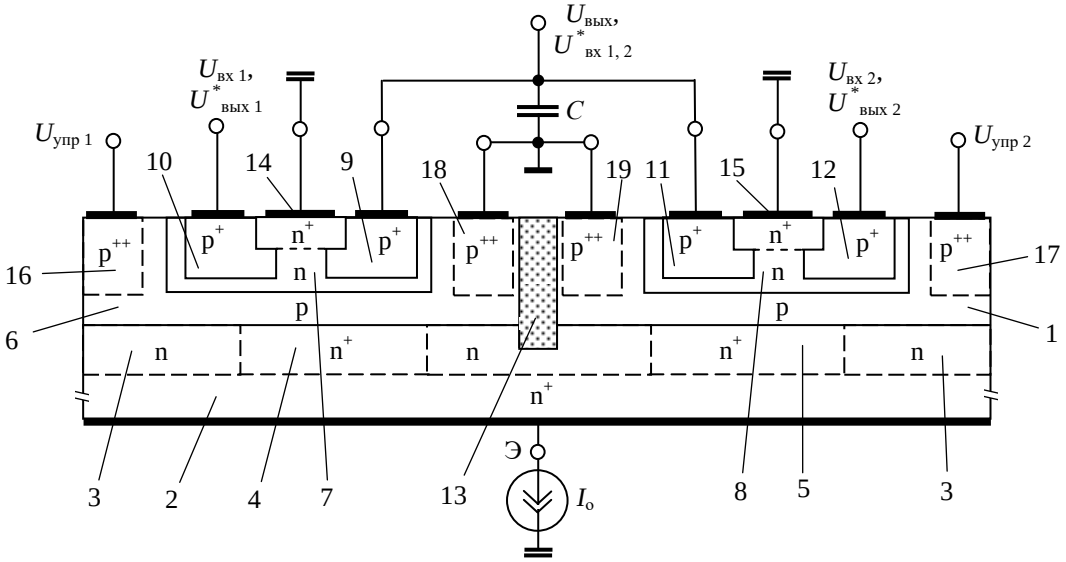


Рис. 76а. Принципиальная электрическая схема УВХ на основе применения СМ без БТ, соответствующая схеме, показанной на рис. 76, б, и ее интегральный вариант выполнения на Si, здесь цифрами обозначено: 1 – второй эпитаксиальный слой p- типа проводимости и одновременно базовая область $СМ_4$; 2 – полупроводниковая подложка n^{++}- типа проводимости и одновременно эмиттерные области $СМ_{3,\ 4}$; 3 – первый эпитаксиальный слой n- типа проводимости; 4, 5 – эмиттерные области n^+- типа проводимости $СМ_{3,\ 4}$; 6- второй эпитаксиальный слой p- типа проводимости и одновременно базовая область $СМ_3$; 7, 8 – базовые области $СМ_{1,\ 2}$ n- типа проводимости; 9–12 – эмиттерные и коллекторные области $СМ_{1,\ 2}$; 13 – изолирующая область, например, из SiO2; 14, 15 – вторые выводы баз $СМ_{1,\ 2}$; 16–19 – выводы баз $СМ_{3,\ 4}$

равномерным распределением примесей легирования; 2- в слое 3 методом диффузии или имплантации формируются области 4 и 5 n^+- типов – эмиттеров ДТЭ; 3- далее на поверхности слоя 3 наносится второй эпитаксиальный слой 1 (6) p^-- типа, в котором методом диффузии формируются области 6 и 1 активных баз ДТЭ p- типов с поперечными градиентами $\partial N_a / \partial y$ легирования и расположенными над эмиттерными областями 4 и 5, соответственно, оставляя область 13 p^-- типа, разделяющую области 6 и 1; 4- далее, методом диффузии или имплантации в областях 6 и 1 формируются области 7 и 8 n- типа коллекторов ДТЭ, в которых методом имплантации формируются эмиттерные и коллекторные области 9–12 p^+- типа и одновременно области 16 и 17 p^+- типа базовых контактов $Б_{1,\ 2}$ ДТЭ, а также вторые выводы 14, 15 баз $СМ_{1,\ 2}$ с соответствующими областями n^+- типов.

В другом варианте для получения $СМ_{1,\ 2}$ без перекомпенсации легирования их областей, на базовые области 1 и 6 ДТЭ наносится соответствующий третий эпитаксиальные слои n- типа, в которых методом диффузии или имплантации формируются эмиттерные и коллекторные области 9–12, а также вторые выводы 14 и 15 баз $СМ_{1,\ 2}$, причем коллекторные области 7 и 8 ДТЭ делаются меза структурой, путем вытравливания третьего эпитаксиального слоя n- типа до областей 1 и 6 p- типа баз ДТЭ.

Алгоритм технологического процесса изготовления из кремния (Si) интегрального варианта (рис. 76а) предложенного УВХ только на СМ (рис. 76, б) соответствует алгоритму изготовления УВХ с ДТЭ, показанного на рис. 76, в. В варианте УВХ только на СМ, разделяющая область 13 вытравливается до области 3 и чуточки больше, и заполняется, например, SiO_2. Этим обеспечивается разделение базовых-коллекторных областей структур $СМ_{3,\ 4}$.

4.8. Мультиплексор и демультиплексор на основе применения СМ

Известные схемы мультиплексоров (МП) и демультиплексоров (ДМП) [118, 122] отличаются сложностью, т .к. имеют сравнительно много активных элементов (до 100 и более активных элементов в трехканальном варианте), что существенно ограничивает их быстродействие и надежность работы. Кроме того известные схемы МП и ДМП выполняют только одну функцию. Упомянутые недостатки успешно решаются путем применения СМ.

МП – ДМП на основе применения СМ и диодов Д [125], имеющий три аналоговые каналы $U_{\text{вх-вых}}$, показан на рис. 77.

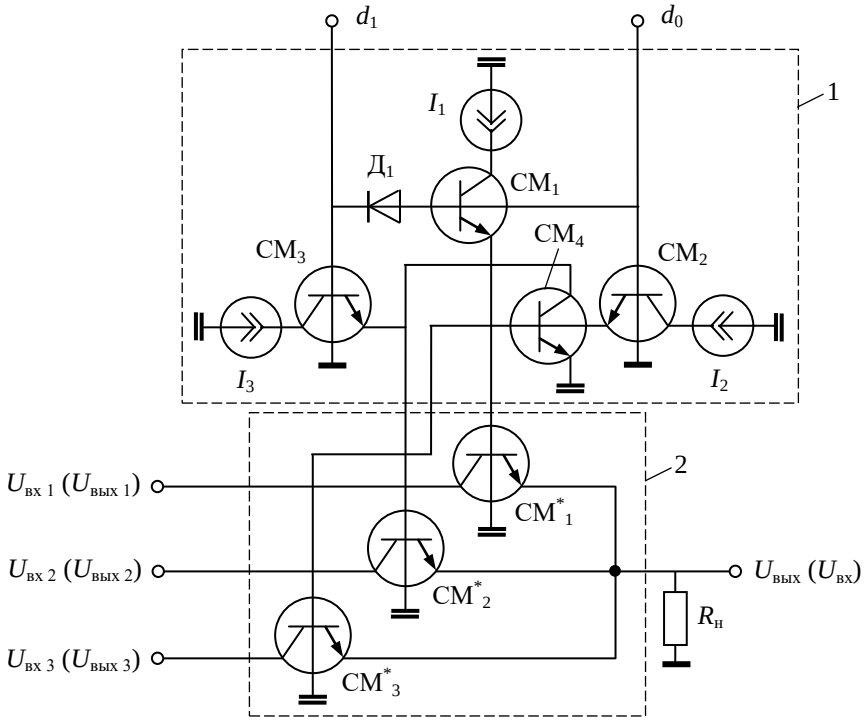


Рис. 77. Принципиальная электрическая схема трехканального МП или ДМП, при замене функций $U_{\text{вх }i}$ и $U_{\text{вых}}$ на обратные функции $U_{\text{вых }i}$ и $U_{\text{вх}}$, соответственно, на основе применения СМ и диода Д$_1$, здесь цифрами обозначено: 1 – блок адресации; 2 – блок коммутации каналов

Из рис. 77 видно, что в данной схеме тоже применен принцип использования двух гальванически развязанных ОШ – ⊥ и ⏥, и этот принцип иллюстрируется схемой трех канального МП или ДМП, позволяющего коммутировать три аналоговые входы $U_{\text{вх }i}$ на один аналоговый выход $U_{\text{вых}}$, или наоборот, при помощи цифрового двухразрядного двоичного числа $\{d_k\}$ – сигнала управления, здесь индексы: i = 1, 2,…; k = 0, 1, 2, … Для этой цели между входными шинами d_0 и d_1 управления включены последовательно соединенные базовые выводы СМ$_1$ и диод Д$_1$, причем коллектор СМ$_1$ соединен с источником постоянного тока I_1, который вторым полюсом соединен с второй ОШ – ⏥, а эмиттер – с первым выводом базы СМ*$_1$, второй вывод базы которого тоже соединен с второй ОШ – ⏥. Разрядные цифровые входы $d_{0,\ 1}$ соединены с первыми базовыми выводами СМ$_{2,\ 3}$, соответственно, вторые выводы баз которых соединены с первой ОШ – ⊥, а их коллекторы подключены к соответствующим источникам $I_{2,\ 3}$, вторые полюсы которых соединены со второй ОШ – ⏥. Эмиттер СМ$_2$ через базовые выводы СМ$_4$ соединен с базой СМ*$_3$, второй базовый вывод которого соединен со второй ОШ – ⏥, а эмиттер СМ$_3$ соединен с коллектором СМ$_4$ и базой СМ*$_2$, второй базовый вывод которого и эмиттер СМ$_4$ соединены со второй ОШ– ⏥. Коллекторы СМ*$_i$ являются аналоговыми входами $U_{\text{вх }i}$,

соответственно, при использовании устройства в качестве МП, или аналоговыми выходами $U_{\text{вых } i}$, при использовании устройства в качестве ДМП, а соединенные между собой и с резистором $R_{\text{н}}$ нагрузки эмиттеры – аналоговым выходом $U_{\text{вых}}$, при использовании устройства в качестве МП, или аналоговым входом $U_{\text{вх}}$, при использовании устройства в качестве ДМП.

МП или ДМП, показанный на рис. 77, работает следующим образом.

При отсутствии входного цифрового числа $\{d_k\}$, схема энергии не потребляет, т. к. все СМ находятся во "выключенном" состоянии. При поступлении цифрового двоичного числа $\{d_k\} \to 01 \Rightarrow 1$, на младшем разрядном входе d_0 действует высокий ЛУ – "+1", а на разрядном входе d_1 – низкий ЛУ – "0". При этом в младшем разрядном входе d_0 течет входной ток $I_{\text{вх } 0}$, часть $I^*_{\text{вх } 0} < I_{\text{вх } 0}$ которого течет через базу СМ_1 и при условии, что $I^*_{\text{вх } 0} > I_{\text{ВВ s } 1}$ – базовый ток включения СМ_1, он "включается". При этом ток $I_{\text{о}}$ от источника тока I_1 течет через базу СМ^*_1 и, при условии $I_{\text{о}} > I^*_{\text{ВВ s}}$ – базовый ток включения СМ^*_1, он тоже "включается", чем обеспечивается коммутация аналогового входа $U_{\text{вх } 1}$ на выход $U_{\text{вых}}$ устройства, или наоборот. Здесь отметим, что разность тока $\Delta I \cong I_{\text{вх } 0} - I^*_{\text{вх } 0}$ течет через базу СМ_2, и, при условии $\Delta I < I_{\text{ВВ s } 2}$ – базовый ток включения СМ_2, он остается "выключенным". При поступлении цифрового двоичного числа $\{d_k\} \to 10 \Rightarrow 2$, на младшем разрядном входе d_0 действует низкий ЛУ – "0", а на разрядном входе d_1 – высокий ЛУ – "+1". При этом в разрядном входе d_1 течет входной ток $I_{\text{вх } 1}$, который полностью течет только через базу СМ_3, т. к. полярность тока $I_{\text{вх } 1}$ является обратной для диода Д_1, и, при условии $I_{\text{вх } 1} > I_{\text{ВВ s } 3}$ – базовый ток включения СМ_3, он "включается". При этом остальные СМ, кроме СМ^*_2, находятся в "выключенном" состоянии. СМ^*_2 "включается" током $I_{\text{о}}$ от источника тока I_3, при условии, что $I_{\text{о}} > I^*_{\text{ВВ s}}$ – базовый ток включения СМ^*_2, чем обеспечивается коммутация аналогового входа $U_{\text{вх } 2}$ на выход $U_{\text{вых}}$ устройства, или наоборот. При поступлении цифрового двоичного числа $\{d_k\} \to 11 \Rightarrow 3$, на младшем d_0 и старшем d_1 разрядных входах действуют высокие ЛУ – "+1". При этом в разрядных входах $d_{0,\,1}$ текут одинаковые входные токи $I_{\text{вх}}$, которые текут только через базы $\text{СМ}_{2,\,3}$ и, при условии $I_{\text{вх}} > I_{\text{ВВ s } 2,\,3}$, эти $\text{СМ}_{2,\,3}$ "включаются" и ток $I_{\text{о}}$ от источника тока I_2 течет через базы СМ_4 и СМ^*_3. При условии, что $I_{\text{о}} > I^*_{\text{ВВ s}}$ – базовый ток включения СМ^*_3, он "включается" и этим обеспечивается коммутация аналогового входа $U_{\text{вх } 3}$ на выход $U_{\text{вых}}$ устройства, или наоборот. При условии, что $I_{\text{о}} > I_{\text{ВВ s } 4}$ – базовый ток включения СМ_4, он тоже "включается" и этим обеспечивается шунтирование базы СМ^*_2 и он "выключается".

Другие варианты трехканальных МП-ДМП на основе применения СМ [125], показаны на рис. 78, откуда видно, что в этих схемах тоже применен принцип использования двух гальванически развязанных ОШ – ⊥ и ⏚.

В схеме на рис. 78, а, входные шины $d_{0,\,1}$ цифрового двухразрядного двоичного числа $\{d_k\}$ – сигнала управления, здесь $k = 0, 1, 2,\ldots$, соединены с базовыми выводами $\text{СМ}_{1,\,2}$, соответственно, вторые базовые выводы которых соединены с первой ОШ – ⊥, причем коллекторы $\text{СМ}_{1,\,2}$ соединены с соответствующими источниками постоянных токов $I_{1,\,2}$, вторые полюсы которых соединены со второй ОШ – ⏚. Эмиттер СМ_1 соединен с цепочкой последовательно соединенных баз СМ_3, СМ_5 и СМ_7, второй базовый вывод которого соединен с второй ОШ – ⏚, а эмиттер СМ_2 тоже соединен с цепочкой последовательно соединенных баз СМ_4, СМ_6 и СМ_8, второй базовый вывод которого соединен с второй ОШ – ⏚. Коллекторы $\text{СМ}_{3,\,4}$ соединены с соответствующими источниками постоянных токов $I^*_{1,\,2}$, вторые полюсы которых соединены со второй ОШ – ⏚, а эмиттеры $\text{СМ}_{3,\,4}$ подключены к базе СМ_9, второй базовый вывод которого соединен с второй ОШ – ⏚. Эмиттеры $\text{СМ}_{5,\,6}$ соединены с второй ОШ – ⏚, а их коллекторы подключены к общей точке соединения базовых выводов $\text{СМ}_{6,\,8}$ и $\text{СМ}_{5,\,7}$, соответственно, причем коллекторы $\text{СМ}_{7,\,8,\,9}$ являются аналоговыми входами $U_{\text{вх } 1,\,2,\,3}$, или выходами, а их эмиттеры соединены между собой и подключены к резистору $R_{\text{н}}$ нагрузки – аналоговому выходу $U_{\text{вых}}$, или входу, устройства.

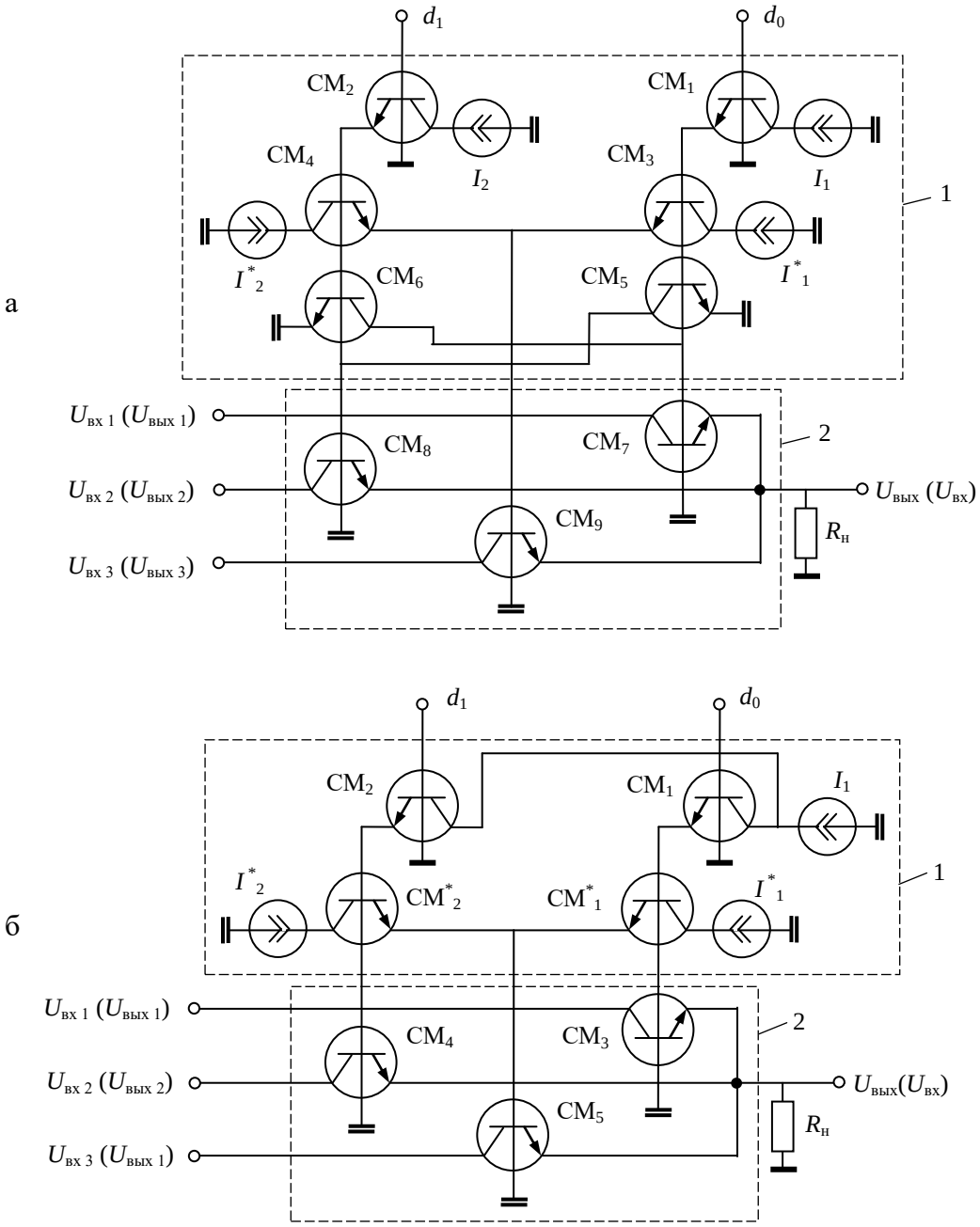


Рис. 78. Другие варианты принципиальных электрических схем трехканальных МП-ДМП, на основе применения СМ, здесь цифрами обозначено: 1 – блок адресации; 2 – блок коммутации каналов

В схеме на рис. 78, б, входные шины $d_{0,\,1}$ цифрового двухразрядного двоичного числа $\{d_k\}$ – сигнала управления, тоже соединены с базовыми выводами $CM_{1,\,2}$, соответственно, вторые базовые выводы которых соединены с первой ОШ – $\perp$, причем коллекторы $CM_{1,\,2}$ соединены с источником постоянного тока I_1, второй полюс которого соединен с второй ОШ – $\doteq$. Эмиттер CM_1 соединен с цепочкой последовательно соединенных баз CM^*_1 и CM_3 второй базовый вывод которого соединен с второй ОШ – $\doteq$, а эмиттер CM_2 тоже соединен с цепочкой последовательно соединенных баз CM^*_2 и CM_4, второй базовый вывод которого тоже соединен с второй ОШ – $\doteq$. Коллекторы $CM^*_{1,\,2}$ соединены с соответствующими источниками постоянных токов $I^*_{1,\,2}$, вторые полюсы которых соединены с второй ОШ – $\doteq$, причем коллекторы $CM_{(3–5)}$ являются аналоговыми входами $U_{вх\,(1–3)}$, или выходами, а их эмиттеры соединены между собой и подключены к резистору $R_н$ нагрузки – аналоговому выходу $U_{вых}$, или входу $U_{вх}$, устройства.

МП-ДМП, показанный на рис. 78, а, работает следующим образом.

При отсутствии входного цифрового числа $\{d_k\}$, схема энергии не потребляет, т. к. все СМ находятся во “выключенном” состоянии. При поступлении цифрового двоичного числа $\{d_k\} \to 01 \Rightarrow 1$, на младшем разрядном входе d_0 действует высокий ЛУ- “±1”, а на разрядном входе d_1 – низкий ЛУ- “0”. При этом в младшем разрядном входе d_0 течет входной ток $I_{\text{вх}}$, и, при условии $I_{\text{вх}} > I_{\text{ВВ s}}$ – базовый ток включения СМ_1, он “включается”. При этом ток $I_{\text{о}}$ от источника тока I_1 течет через базы $\text{СМ}_{3,\,5,\,7}$, и, при условии $I_{\text{о}} > I_{\text{ВВ s}}$ – базовый ток включения $\text{СМ}_{3,\,5,\,7}$, они тоже “включаются”, чем обеспечивается коммутация аналогового входа $U_{\text{вх 1}}$ на выход $U_{\text{вых}}$ устройства, или наоборот. Здесь отметим, что ток $I^*_{\text{о}}$ от источника тока I^*_1 течет через базу СМ_9, и, при условии $I^*_{\text{о}} < I_{\text{ВВ s}}$ – базовый ток включения СМ_9, он остается во “выключенном” состоянии. При поступлении цифрового двоичного числа $\{d_k\} \to 10 \Rightarrow 2$, на младшем разрядном входе d_0 действует низкий ЛУ – “0”, а на разрядном входе d_1 – высокий ЛУ- “± 1”. При этом в младшем разрядном входе d_0 входного тока нет и все $\text{СМ}_{3,\,5,\,7}$ “выключаются”, а в старшем разрядном входе d_1 течет входной ток $I_{\text{вх}}$, и, при условии $I_{\text{вх}} > I_{\text{ВВ s}}$ – базовый ток включения СМ_2, он “включается”. При этом ток $I_{\text{о}}$ от источника тока I_2 течет через базы $\text{СМ}_{4,\,6,\,8}$, и, при условии $I_{\text{о}} > I_{\text{ВВ s}}$ – базовый ток включения $\text{СМ}_{4,\,6,\,8}$, они тоже “включаются”, чем обеспечивается коммутация аналогового входа $U_{\text{вх 2}}$ на выход $U_{\text{вых}}$ устройства, или наоборот. Здесь отметим, что ток $I^*_{\text{о}}$ от источника тока I^*_2 течет через базу СМ_9, и, т. к. $I^*_{\text{о}} < I_{\text{ВВ s}}$, он остается во “выключенном” состоянии. При поступлении цифрового двоичного числа $\{d_k\} \to 11 \Rightarrow 3$, на разрядных входах $d_{0,\,1}$ действуют высокие ЛУ- “±1” и в них текут входные токи $I_{\text{вх}}$, из-за чего в начале переходного процесса “включаются” все СМ. При этом “включенные” $\text{СМ}_{5,\,6}$ шунтируют базовые цепи $\text{СМ}_{8,\,7}$, соответственно, и этим “выключают” $\text{СМ}_{7,\,8}$, а токи $I^*_{\text{о}}$ от источников токов $I^*_{1,\,2}$ текут через базу СМ_9, и, при условии $2{\cdot}I^*_{\text{о}} > I_{\text{ВВ s}}$, он тоже “включается”, чем обеспечивается коммутация аналогового входа $U_{\text{вх 3}}$ на выход $U_{\text{вых}}$ устройства, или наоборот.

МП-ДМП, показанный на рис. 78, б, работает следующим образом.

При отсутствии входного цифрового числа $\{d_k\}$, схема энергии не потребляет, т. к. все СМ находятся в “выключенном” состоянии. При поступлении цифрового двоичного числа $\{d_k\} \to 01 \Rightarrow 1$, на младшем разрядном входе d_0 действует высокий ЛУ- “± 1”, а на разрядном входе d_1 – низкий ЛУ- “0”. При этом в младшем разрядном входе d_0 течет входной ток $I_{\text{вх}}$, и, при условии $I_{\text{вх}} > I_{\text{ВВ s}}$ – базовый ток включения СМ_1, он “включается”. При этом ток $I_{\text{о}}$ от источника тока I_1 течет через базы СМ^*_1 и СМ_3, и, при условии $I_{\text{о}} > I_{\text{ВВ s}}$ – базовый ток включения СМ_3, и $I_{\text{о}} > I^*_{\text{ВВ s}}$ – базовый ток включения СМ^*_1, они тоже “включаются”, чем обеспечивается коммутация аналогового входа $U_{\text{вх 1}}$ на выход $U_{\text{вых}}$ устройства, или наоборот. Здесь отметим, что ток $I^*_{\text{о}}$ от источника тока I^*_1 течет через базу СМ_5, и, при условии $I^*_{\text{о}} < I_{\text{ВВ s}}$ – базовый ток включения СМ_5, он остается во “выключенном” состоянии. При поступлении цифрового двоичного числа $\{d_k\} \to 10 \Rightarrow 2$, на младшем разрядном входе d_0 действует низкий ЛУ – “0”, а на разрядном входе d_1 – высокий ЛУ- “± 1”. При этом в младшем разрядном входе d_0 входного тока нет и СМ^*_1, СМ_3 “выключаются”, а в старшем разрядном входе d_1 течет входной ток $I_{\text{вх}}$, и, при условии $I_{\text{вх}} > I_{\text{ВВ s}}$ – базовый ток включения СМ_2, он “включается”. При этом ток $I_{\text{о}}$ от источника тока I_1 течет через базы СМ^*_2 и СМ_4, и, при условии $I_{\text{о}} > I_{\text{ВВ s}}$ – базовый ток включения СМ_4, и $I_{\text{о}} > I^*_{\text{ВВ s}}$ – базовый ток включения СМ^*_2, они тоже “включаются”, чем обеспечивается коммутация аналогового входа $U_{\text{вх 2}}$ на выход $U_{\text{вых}}$ устройства, или наоборот. Здесь отметим, что ток $I^*_{\text{о}}$ от источника тока I^*_2 течет через базу СМ_5, и, т. к. $I^*_{\text{о}} < I_{\text{ВВ s}}$, он остается во “выключенном” состоянии. При поступлении цифрового двоичного числа $\{d_k\} \to 11 \Rightarrow 3$, на разрядных входах $d_{0,\,1}$ действуют высокие ЛУ – “± 1” и в них текут входные токи $I_{\text{вх}}$, которые включают $\text{СМ}_{1,\,2}$. При этом через базы $\text{СМ}^*_{1,\,2}$ и $\text{СМ}_{3,\,4}$ от источника I_1 тока текут токи $I_{\text{о}}/2$, и, при условии $I_{\text{о}}/2 > I^*_{\text{ВВ s}}$ и $I_{\text{о}}/2 < I_{\text{ВВ s}}$, $\text{СМ}_{3,\,4}$ “выключаются”, а $\text{СМ}^*_{1,\,2}$ “включаются”, и этим обеспечивается “включение” СМ_5, из-за выполнения условия $2{\cdot}I^*_{\text{о}} > I_{\text{ВВ s}}$, чем обеспечивается коммутация аналогового входа $U_{\text{вх 3}}$

на выход $U_{вых}$ устройства, или наоборот.

Из описания работы предложенных МП-ДМП следует, что они работают и с входными цифровыми числами $\{g_k\}$ – Грея, и в этом случае для трехканальных МП-ДМП необходимо лишь поменять местами нумерацию входа $U_{вх\,2}$ с входом $U_{вх\,3}$.

С увеличением числа входных шин d_k цифрового n – разрядного двоичного числа $\{d_k\}$ – сигнала управления, число N коммутируемых входов-выходов $U_{вх\text{-}вых\ N}$ увеличивается по определению: $N = 2^n - 1$, здесь $n = 1, 2,\ldots$ Естественно, что при этом соответствующим образом усложняются принципиальные схемы МП-ДМП, например так, как это показано на рис. 79 для $n = 3$ [125] в случае применения концепции из рис. 78, б.

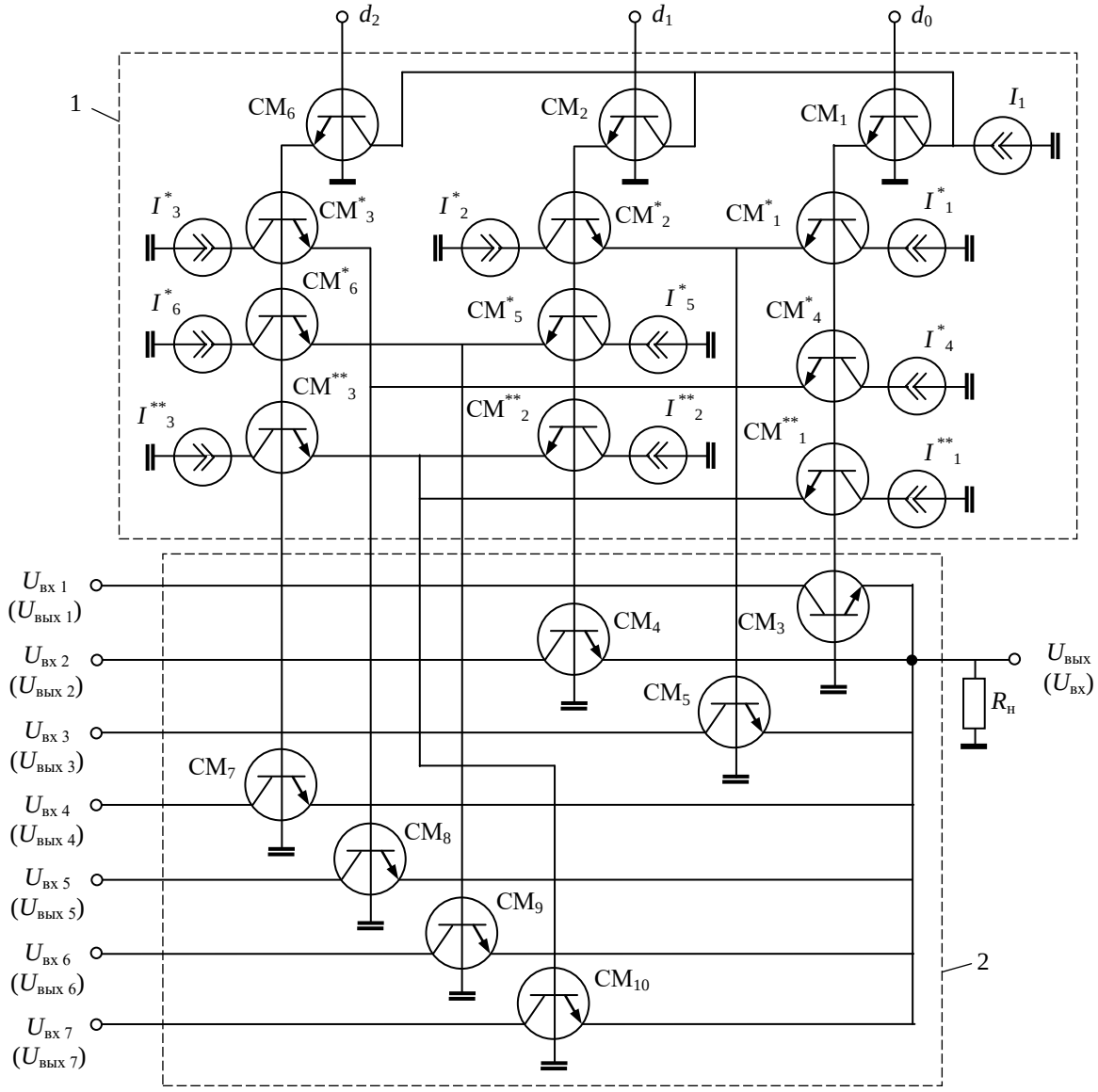


Рис. 79. Вариант принципиальной электрической схемы семиканального МП-ДМП на основе применения СМ, реализованный на основе концепции трехканального варианта, показанного на рис. 78, б, здесь цифрами обозначено: 1 – блок адресации; 2 – блок коммутации каналов

Из рис. 79 видно, что с ведением дополнительной разрядной шины d_2 управления, число СМ увеличивается с 7 до 19, а число источников тока – с 3 до 10. В схеме на рис. 79, по сравнению со схемой на рис. 78, дополнительная входная шина d_2 цифрового трехразрядного двоичного числа $\{d_k\}$ – сигнала управления, тоже соединена с базовым выводом дополнительного CM_6, второй базовый вывод которого соединен с первой ОШ – ⊥, причем коллектор CM_6 соединен с источником постоянного тока I_1. Эмиттер CM_6

соединен с цепочкой последовательно соединенных баз дополнительных $СМ^{*}_{3,\,6}$, $СМ^{**}_{3}$ и $СМ_7$, второй базовый вывод которого соединен с второй ОШ – ⏚, а в эмиттерные цепи $СМ_{1,\,2}$, состоящих из цепочек последовательно соединенных баз соответствующих СМ, включены базовые выводы дополнительных $СМ^{*}_{4}$, $СМ^{**}_{1}$ и $СМ^{*}_{5}$, $СМ^{**}_{2}$, соответственно. Также дополнительно ведены $СМ_{(8–10)}$, первые базовые выводы которых соединены с эмиттерами $СМ^{*}_{3,\,4}$, $СМ^{*}_{5,\,6}$ и $СМ^{**}_{(1–3)}$, соответственно. Коллекторы $СМ^{*}_{(3–6)}$, и $СМ^{**}_{(1–3)}$ соединены с соответствующими источниками $I^{*}_{(3–6)}$ и $I^{**}_{(1–3)}$, вторы полюсы которых соединены с второй ОШ – ⏚. Коллекторы дополнительных $СМ_{(7–10)}$ являются аналоговыми входами $U_{вх\,(4–7)}$, или выходами, соответственно, а их эмиттеры соединены между собой и подключены к резистору $R_н$ нагрузки – аналоговому выходу $U_{вых}$ или входу $U_{вх}$.

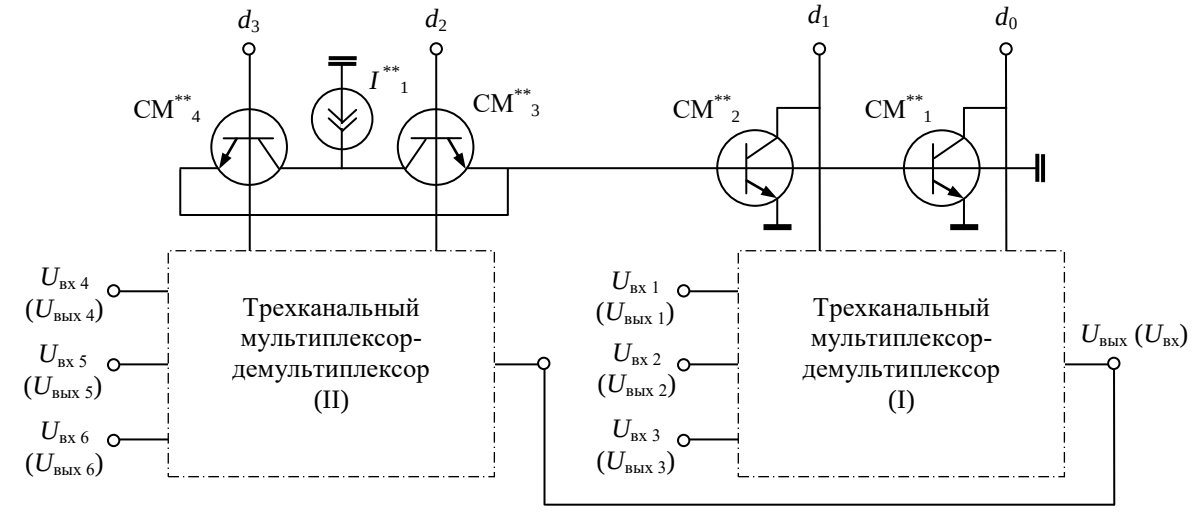
МП-ДМП, показанный на рис. 79, работает следующим образом.

При отсутствии входного цифрового числа $\{d_k\}$, схема энергии не потребляет, т. к. все СМ находятся во “выключенном” состоянии. При поступлении цифровых двоичных чисел $\{d_k\} \to 001 \Rightarrow 1, \to 010 \Rightarrow 2, \to 011 \Rightarrow 3$, схема работает также, как и показанная на рис. 78, б. При поступлении цифрового двоичного числа $\{d_k\} \to 100 \Rightarrow 4$, на младших разрядных входах $d_{1,\,0}$ действует низкий ЛУ – “0”, а на старшем разрядном входе d_2 – высокий ЛУ- “±1”. При этом в младших разрядных входах $d_{1,\,0}$ входного тока нет и все $СМ_{(3–5)}$ “выключаются”, а в старшем разрядном входе d_2 течет входной ток $I_{вх}$, и, при условии $I_{вх} > I_{ВВ\,s}$ – базовый ток включения $СМ_6$, он “включается”. При этом ток I_o от источника тока I_1 течет через базы $СМ^{*}_{3,\,6}$, $СМ^{**}_{3}$ и $СМ_7$, и, при условии $I_o > I_{ВВ\,s}$ – базовый ток включения $СМ_7$, и $I_o > I^{*}_{ВВ\,s}$ – базовый ток включения $СМ^{*}_{3,\,6}$, и $I_o > I^{**}_{ВВ\,s}$ – базовый ток включения $СМ^{**}_{3}$, они тоже “включаются”, чем обеспечивается коммутация аналогового входа $U_{вх\,4}$ на выход $U_{вых}$ устройства, или наоборот. Здесь отметим, что ток I^{*}_{o} от источников токов $I^{*}_{3,\,6}$ текут через базы $СМ_{8,\,9}$, и, т. к. $I^{*}_{o} < I_{ВВ\,s}$ – базовый ток включения $СМ_{8,\,9}$, они остаются во “выключенном” состоянии. Также ток I^{**}_{o} от источника тока I^{**}_{3} течет через базу $СМ_{10}$, и, т. к. $I^{**}_{o} < I_{ВВ\,s}$ – базовый ток включения $СМ_{10}$, он остается во “выключенном” состоянии. При поступлении цифрового двоичного числа $\{d_k\} \to 101 \Rightarrow 5$, на разрядных входах $d_{2,\,0}$ действуют высокие ЛУ- “±1” и в них текут входные токи $I_{вх}$, которые “включают” $СМ_{1,\,6}$. При этом через базы $СМ^{*}_{1,\,3,\,4,\,6}$, $СМ^{**}_{1,\,3}$ и $СМ_{3,\,7}$ от источника тока I_1 текут токи $I_o/2$, и, при условии $I_o/2 > I^{*}_{ВВ\,s} > I^{**}_{ВВ\,s}$ – базовый ток включения $СМ^{**}_{1}$, и $I_o/2 < I_{ВВ\,s}$, $СМ_{3,\,7}$ “выключаются”, а $СМ^{*}_{1,\,3,\,4,\,6}$, $СМ^{**}_{1,\,3}$ “включаются”, и этим обеспечивается “включение” $СМ_8$, из-за выполнения условия $2 \cdot I^{*}_{o} > I_{ВВ\,s}$, здесь токи I^{*}_{o} текут от источников $I^{*}_{3,\,4}$, чем и обеспечивается коммутация аналогового входа $U_{вх\,5}$ на выход $U_{вых}$ устройства, или наоборот. Здесь отметим, что ток I^{*}_{o} от источников токов I^{*}_{6} течет через базу $СМ_9$, и, т. к. $I^{*}_{o} < I_{ВВ\,s}$, $СМ_9$ остается во “выключенном” состоянии. Также токи I^{**}_{o} от источников токов $I^{**}_{1,\,3}$ текут через базу $СМ_{10}$, и, т. к. $2 \cdot I^{**}_{o} < I_{ВВ\,s}$, $СМ_{10}$ остается во “выключенном” состоянии. При поступлении цифрового двоичного числа $\{d_k\} \to 110 \Rightarrow 6$, на разрядных входах $d_{2,\,1}$ действуют высокие ЛУ – “± 1” и в них текут входные токи $I_{вх}$, которые “включают” $СМ_{6,\,2}$. При этом через базы $СМ^{*}_{2,\,3,\,5,\,6}$, $СМ^{**}_{2,\,3}$ и $СМ_{4,\,7}$ от источника тока I_1 текут токи $I_o/2$, и, при условии $I_o/2 > I^{*}_{ВВ\,s} > I^{**}_{ВВ\,s}$, и $I_o/2 < I_{ВВ\,s}$, $СМ_{4,\,7}$ “выключаются”, а $СМ^{*}_{2,\,3,\,5,\,6}$ и $СМ^{**}_{2,\,3}$ “включаются” и этим обеспечивается “включение” $СМ_9$, из-за выполнения условия $2 \cdot I^{*}_{o} > I_{ВВ\,s}$, здесь токи I^{*}_{o} текут от источников $I^{*}_{5,\,6}$, чем и обеспечивается коммутация аналогового входа $U_{вх\,6}$ на выход $U_{вых}$ устройства, или наоборот. Здесь отметим, что ток I^{*}_{o} от источника тока I^{*}_{6} течет через базу $СМ_9$, и, т. к. $I^{*}_{o} < I_{ВВ\,s}$, $СМ_9$ остается во “выключенном” состоянии. Также токи I^{**}_{o} от источников токов $I^{**}_{2,\,3}$ текут через базу $СМ_{10}$, и, т. к. $2 \cdot I^{**}_{o} < I_{ВВ\,s}$, $СМ_{10}$ остается во “выключенном” состоянии. При поступлении цифрового двоичного числа $\{d_k\} \to 111 \Rightarrow 7$, на всех разрядных входах $d_{2,\,1,\,0}$ действуют высокие ЛУ- “±1” и в них текут входные токи $I_{вх}$, которые “включают” $СМ_{6,\,2,\,1}$. При этом через базы $СМ^{*}_{(1–6)}$, $СМ^{**}_{(1–3)}$ и $СМ_{3,\,4,\,7}$ от источника тока I_1 текут токи $I_o/3$, и, при условии

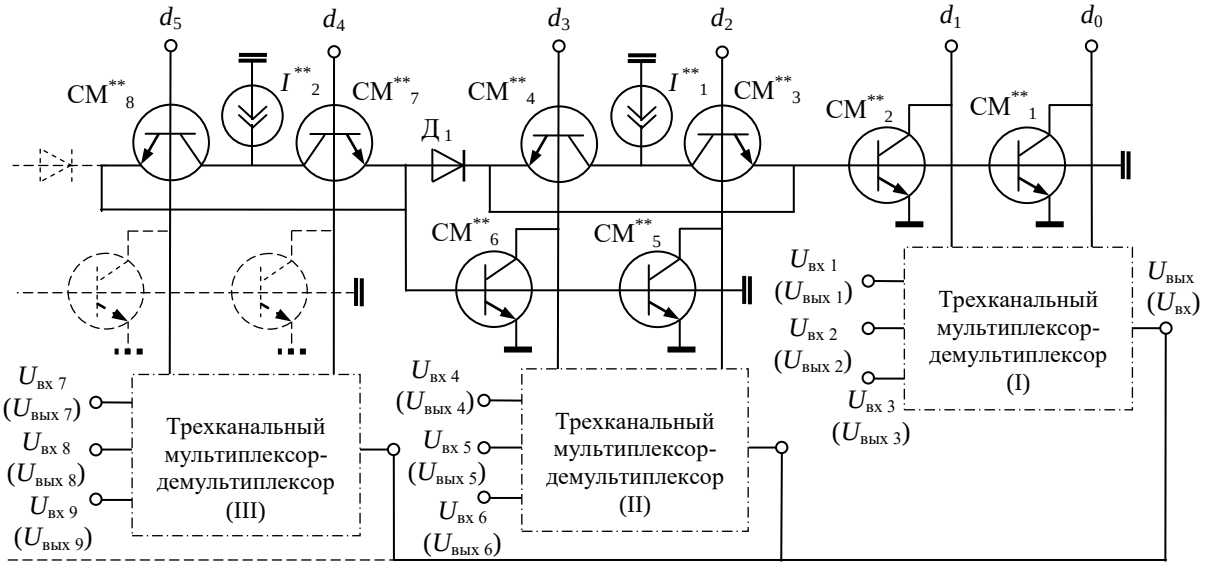
$I_o/3 < I^{*}_{BB\ s} < I_{BB\ s}$, и $I_o/3 > I^{**}_{BB\ s}$, $СМ^{*}_{(1–6)}$ и $СМ_{3,\ 4,\ 7}$ “выключаются”, а $СМ^{**}_{(1–3)}$ “включаются” и этим обеспечивается “включение” $СМ_{10}$, из-за выполнения условие $3 \cdot I^{**}_{o} > I_{BB\ s}$, здесь токи I^{**}_{o} текут от источников $I^{**}_{(1–3)}$, чем и обеспечивается коммутация аналогового входа $U_{вх\ 7}$ на выход $U_{вых}$ устройства, или наоборот.

Из описания работы МП-ДМП, показанного на рис. 79, следует, что он тоже работают и с входными цифровыми числами $\{g_k\}$ – Грея, и в этом случае для семиканального МП- ДМП необходимо лишь поменять местами нумерацию входа $U_{вх\ 2}$ с входом $U_{вх\ 3}$, вход $U_{вх\ 4}$ с входом $U_{вх\ 7}$, вход $U_{вх\ 5}$ с входом $U_{вх\ 6}$ и вход $U_{вх\ 7}$ с входом $U_{вх\ 5}$.

Увеличение числа N коммутируемых аналоговых каналов $U_{вх\text{-}вых}$ или $U_{вых\text{-}вх}$ в МП-ДМП может быть достигнуто и другим методом, а именно применением нескольких трехканальных МП-ДМП, показанных на рис. 77 и рис. 78, что иллюстрируется шестиканальной схемой, показанной на рис. 80, а, и девятиканальной схемой, показанной на рис. 80, б [125].



а



б

Рис. 80. Принципиальная электрическая схема шестиканального (а) и девятиканального (б) МП-ДМП, построенного на основе двух трехканальных МП-ДМП, показанных на рис. 77 и рис. 78

Из рис. 80, а, видно, что увеличение числа N коммутируемых аналоговых каналов

$U_{\text{вх-вых}}$ или $U_{\text{вых-вх}}$ достигается дополнением схемы двумя одинаковыми трехканальными МП-ДМП, а их разрядные входы d_k цифрового двоичного числа $\{d_k\}$ – управления дополнены соответствующей схемой коммутации на основе дополнительных СМ**. Разрядные входы $d_{1,\ 0}$ первого (I) МП-ДМП соединены с коллекторами СМ$^{**}_{1,\ 2}$, соответственно, эмиттеры которых соединены с первой ОШ – $\perp$, причем эти разрядные входы $d_{1,\ 0}$ выполняют функции младших разрядов. Разрядные входы $d_{3,\ 2}$ второго (II) МП-ДМП соединены с соответствующими первыми выводами баз СМ$^{**}_{4,\ 3}$, эмиттеры которых соединены с первым выводом базы СМ$^{**}_{2}$, второй вывод базы которого через базу СМ$^{**}_{1}$ соединен со второй ОШ – $\doteq$. Коллекторы СМ$^{**}_{4,\ 3}$ соединены с источником тока I^{**}_{1}, второй полюс которого соединен со второй ОШ – $\doteq$, причем вторые выводы баз СМ$^{**}_{4,\ 3}$ выполняют функции старших разрядных входов $d_{3,\ 2}$, соответственно. Выходом $U_{\text{вых}}$ устройства является общее соединение выходов первого (I) и второго (II) трехканальных МП-ДМП.

МП-ДМП, показанный на рис. 80, а, работает следующим образом.

При отсутствии входного цифрового числа $\{d_k\}$, схема энергии не потребляет, т. к. все СМ находятся во “выключенном” состоянии. При поступлении цифровых двоичных чисел $\{d_k\} \rightarrow 0001 \Rightarrow 1$, $\rightarrow 0010 \Rightarrow 2$, $\rightarrow 0011 \Rightarrow 3$, работает только первый (I) МП-ДМП, причем также, как и схемы показанные на рис. 77 и рис. 78. При поступлении цифровых двоичных чисел $\{d_k\} \rightarrow 0100 \Rightarrow 4$, $1000 \Rightarrow 8$ и $1100 \Rightarrow 12$, работает только второй (II) МП-ДМП, причем также, как и схемы показанные на рис. 77 и рис. 78. При этом все промежуточные цифра 5–7 и 9–11 на работу устройства не влияют, т. к. наличие высокого ЛУ – “±1” на старших разрядных входах $d_{3,\ 2}$ “включают” одного или оба СМ$^{**}_{4,\ 3}$, которые в свою очередь “подключают” источник тока I^{**}_{1} к базам СМ$^{**}_{1,\ 2}$ и при помощи тока $I^{**}_{\text{o}} > I^{**}_{\text{BB s}}$ – базовый ток включения СМ$^{**}_{1,\ 2}$, “включают” шунтирующих СМ$^{**}_{1,\ 2}$ и этим исключается влияние первого (I) МП-ДМП.

Из рис. 80, б, видно, что дальнейшее увеличение числа N коммутируемых аналоговых каналов $U_{\text{вх-вых}}$ или $U_{\text{вых-вх}}$ достигается дополнением второй (II) и последующих трехканальных схем МП-ДМП шунтирующими СМ$^{**}_{5,\ 6}$, и т. д., базовые цепи которых соединены с эмиттерами СМ$^{**}_{7,\ 8}$, и т. д. последующего третьего (III) МП-ДМП, а между эмиттерными цепями СМ$^{**}_{3,\ 4}$ и СМ$^{**}_{7,\ 8}$ включен диод $Д_1$, и т. д. Полярность включения диода $Д_1$, и т. д., устанавливается из условия пропускания тока от источника I^{**}_{2}, и т.д., с большим порядковым номером индекса в сторону шунтирующих СМ$^{**}_{1,\ 2}$, подключенных к управляющим входам $d_{1,\ 0}$ с меньшим разрядом, причем величина тока I^{**}_{o2} от источника I^{**}_{2}, и т. д., увеличивается из условия $I^{**}_{\text{o2}} > 2 \cdot I^{**}_{\text{BB s}}$, и т. д. Здесь отметим, что МП-ДМП, показанный на рис. 80, б, работает также, как и показанный на рис. 80, а.

По сравнению с известными схемами МП и ДМП, предложенные схемы, показанные на рис. 77–80, на основе применения СМ имеют более простую конструкцию, за счет уменьшения до десяти и более раз аппаратурных затрат при построении многоканальных устройств, и при этом, по крайней мере, сохраняет быстродействие, которое в основном определяется быстродействием применяемых СМ. Еще раз отметим, что предложенные схемы выполняют функцию МП и ДМП в одном устройстве.

4.9. Компараторы цифровых чисел параллельного действия на основе применения СМ

На рис. 81 показана принципиальная схема компаратора цифровых чисел (КЦЧ) параллельного действия на основе применения СМ [126], в которой тоже применен принцип использования двух гальванически развязанных ОШ – $\perp$ и $\doteq$.

Из рис. 81 видно, что предложенная схема КЦЧ построена на основе ЛЭ-“ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ” [105] (рис. 57) и поэтому работает аналогичным образом.

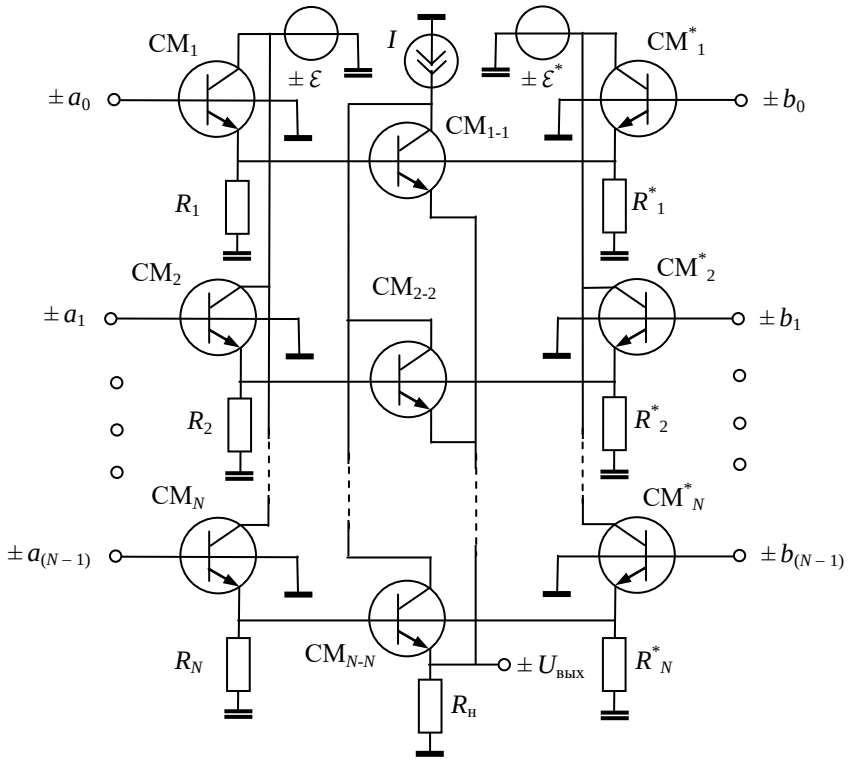


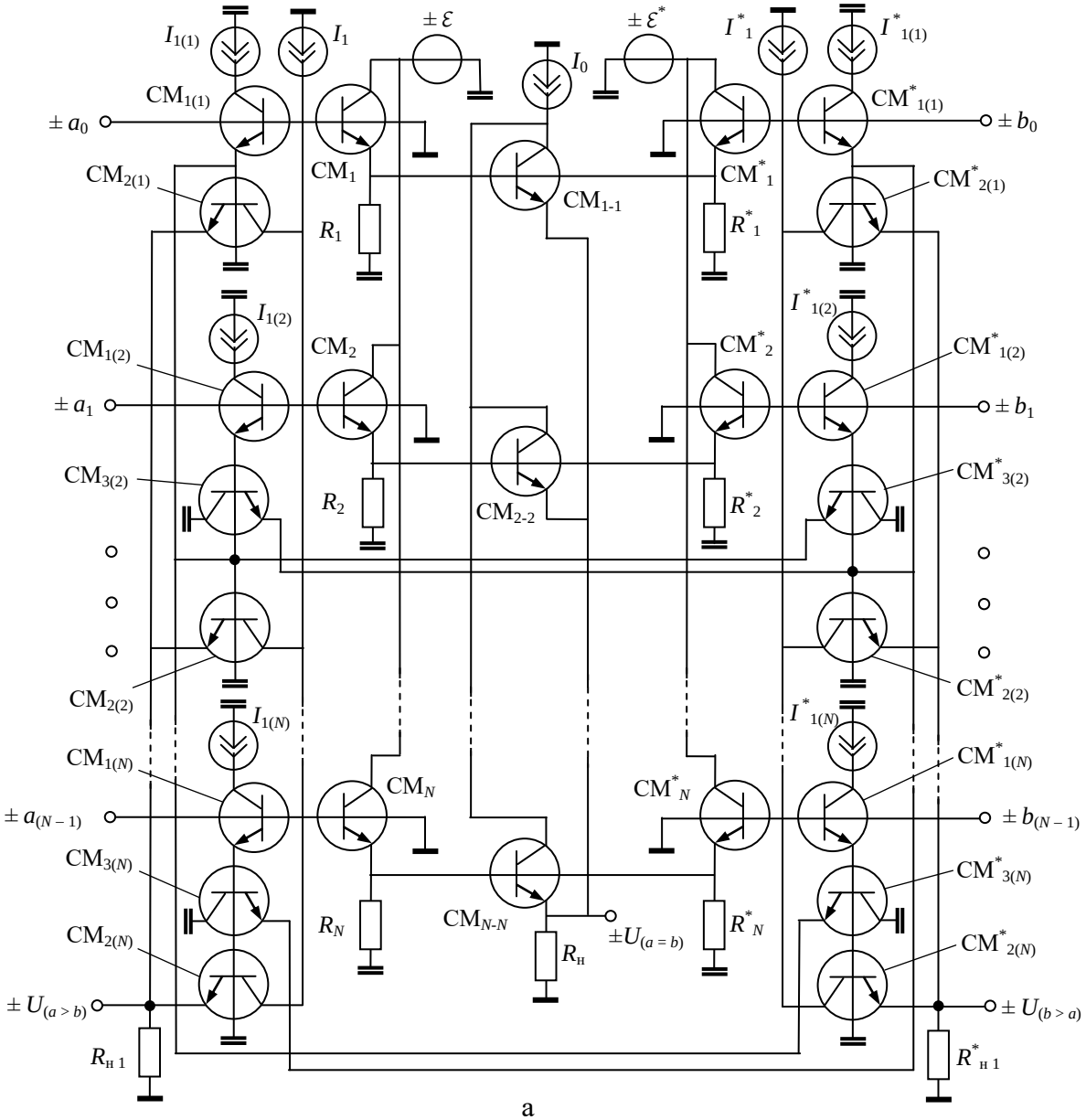
Рис. 81. Принципиальная схема компаратора цифровых чисел параллельного действия на основе применения СМ

Предложенный КЦЧ имеет N СМ$_k$ и N СМ$^*_k$, здесь k = 1, 2, …, N. Первые выводы баз СМ$_k$ и СМ$^*_k$ являются разрядными входами a_k и b_k сравниваемых цифровых чисел $\{a_k\}$ и $\{b_k\}$, соответственно, вторые базовые выводы которых соединены с первой ОШ – ⊥, а коллекторы соединены с соответствующими одинаковыми источниками $\pm\,\mathcal{E}$ и $\pm\,\mathcal{E}^*$ напряжения питания, причем эмиттеры соединены с соответствующими одинаковыми резисторами R_k и R^*_k, вторые выводы которых и вторые полюсы источников $\pm\,\mathcal{E}$ и $\pm\,\mathcal{E}^*$ напряжения питания соединены с второй ОШ– ⊥. Между первыми выводами резисторов R_k и R^*_k включены базовые выводы СМ$_{k\text{-}k}$, соответственно, коллекторы которых соединены с первым полюсом источника тока I, а эмиттеры соединены с резистором $R_н$ нагрузки – выходом $U_{вых}$ КЦЧ, причем второй вывод резистора $R_н$ и второй полюс источника тока I соединены с первой ОШ – ⊥.

КЦЧ, показанный на рис. 81, работает следующим образом.

При поступлении одинаковых цифровых чисел $\{a_k\}$ и $\{b_k\}$ ($a_0 = b_0$; $a_1 = b_1$;…; $a_N = b_N$), причем сравниваемые цифровые числа могут быть любого кода, например, Грея и т. д., все СМ$_{k\text{-}k}$ “закрыты” и поэтому на выходе $U_{вых}$ КЦЧ имеем низкий ЛУ – “0”. При поступлении разных сравниваемых цифровых чисел $\{a_k\}$ и $\{b_k\}$ ($a_0 \neq b_0$; $a_1 = b_1$;…; $a_N = b_N$), один (или несколько), например, СМ$_{1\text{-}1}$ “открывается” и ток I_o от источника тока I течет через резистор $R_н$ и при этом на выходе $U_{вых}$ КЦЧ имеем высокий ЛУ- “± 1”, который соответствует напряжению $U_{вых\ o} = \pm\, I_o \cdot R_н$, что свидетельствует об неравенстве сравниваемых чисел $\{a_k\} \neq \{b_k\}$. Для изменения логики индикации сравниваемых чисел $\{a_k\}$ и $\{b_k\}$, на выходе $U_{вых}$ КЦЧ можно включить инвертор “НЕ”, например, выполненный на транзисторном ключе с ОЭ. При этом в случае $\{a_k\} = \{b_k\}$, на выходе $U_{вых}$ КЦЧ будем иметь высокий ЛУ- “± 1”, а в случае $\{a_k\} \neq \{b_k\}$ – низкий ЛУ- “0”.

Основным недостатком предложенного устройства на рис. 81 является то, что при помощи этого КЦЧ нет возможности определить, который из сравниваемых чисел $\{a_k\}$ или $\{b_k\}$, является больше или меньше другого числа. Для устранения этого недостатка, на рис 82, а, показана модифицированная схема КЦЧ [126], при помощи которого



а

б

Цифровой двоичный код $\{a_k\}$			Цифровой двоичный код $\{b_k\}$			Установившееся значение ЛУ на выходе:		
$a_{(N-1)}$	a_1	a_0	$b_{(N-1)}$	b_1	b_0	$U_{(a>b)}$	$U_{(a=b)}$	$U_{(b>a)}$
“0”	“0”	“0”	“0”	“0”	“0”	“0”	“0” (“1”)	“0”
“0”	“0”	“1”	“0”	“0”	“0”	“1”	“1” (“0”)	“0”
“0”	“0”	“0”	“0”	“0”	“1”	“0”	“1” (“0”)	“1”
“0”	“0”	“1”	“0”	“0”	“1”	“1”	“0” (“1”)	“1”
“0”	“1”	“0”	“0”	“1”	“0”	“0”	“0” (“1”)	“0”
“0”	“1”	“1”	“0”	“1”	“1”	“0”	“0” (“1”)	“0”
“1”	“0”	“0”	“0”	“1”	“1”	“1”	“1” (“0”)	“0”
…	…	…	…	…	…	…	…	…

Рис. 82. Принципиальная схема компаратора цифровых чисел параллельного действия на основе применения СМ, обладающий свойством определения “большее-меньшее” и равенство цифровых чисел (а), и таблица истинности его работы (б)

определяется большее-меньшее цифровое число, а также их равенство.

Из рис. 82, а, видно, что в отличии от схемы, показанной на рис. 81, модифицированная схема КЦЧ дополнена двумя источниками I_1 и I^*_1, и двумя группами

по N источников $I_{(1(1)–1(N))}$ и $I^{*}_{(1(1)–1(N))}$ токов, а также соответствующими $СМ_{(1(1)–1(N))}$, $СМ^{*}_{(1(1)–1(N))}$, $СМ_{(2(1)–2(N))}$, $СМ^{*}_{(2(1)–2(N))}$, $СМ_{(3(2)–3(N))}$ и $СМ^{*}_{(3(2)–3(N))}$, где последние две группы СМ имеют по $(N - 1)$ элементов. Коллекторы дополнительных $СМ_{(2(1)–2(N))}$ и $СМ^{*}_{(2(1)–2(N))}$ соединены с соответствующими источниками I_1 и I^{*}_1, вторые полюсы которых соединены с первой ОШ – ⊥, а эмиттеры соединены с соответствующими дополнительными резисторами $R_{н\ 1}$ и $R^{*}_{н1}$ нагрузки – выходами $U_{(a > b)}$ и $U_{(b > a)}$, соответственно, причем вторые выводы резисторов $R_{н\ 1}$ и $R^{*}_{н1}$ соединены с первой ОШ – "⊥". Между разрядными входами $a_{(k–1)}$ и $b_{(k–1)}$ цифровых двоичных чисел $\{a_k\}$ и $\{b_k\}$ – управления и соответствующими первыми выводами баз $СМ_{(1–N)}$ и $СМ^{*}_{(1–N)}$ дополнительно включены базы $СМ_{(1(1)–1(N))}$ и $СМ^{*}_{(1(1)–1(N))}$, соответственно, коллекторы которых соединены с соответствующими источниками $I_{(1(1)–1(N))}$ и $I^{*}_{(1(1)–1(N))}$ токов, вторые полюсы которых соединены с второй ОШ – ⊥, а эмиттеры $СМ_{1(1)}$ и $СМ^{*}_{1(1)}$ соединены с соответствующими первыми выводами баз $СМ_{2(1)}$ и $СМ^{*}_{2(1)}$, вторые выводы баз которых соединены с второй ОШ – ⊥. Эмиттеры $СМ_{(1(2)–1(N))}$ и $СМ^{*}_{(1(2)–1(N))}$ соединены с соответствующими цепочками последовательно соединенных баз $СМ_{(3(2)–3(N))}$, $СМ_{(2(2)–2(N))}$ и $СМ^{*}_{(3(2)–3(N))}$, $СМ^{*}_{(2(2)–2(N))}$, причем вторые выводы баз $СМ_{(2(2)–2(N))}$ и $СМ^{*}_{(2(2)–2(N))}$ соединены с второй ОШ – ⊥. Эмиттеры $СМ_{(3(2)–3(N))}$ и $СМ^{*}_{(3(2)–3(N))}$ соединены с соответствующими первыми выводами баз $СМ^{*}_{(2(1)–2(N\ –\ 1))}$ и $СМ_{(2(1)–2(N\ –\ 1))}$, а коллекторы $СМ_{(3(2)–3(N))}$ и $СМ^{*}_{(3(2)–3(N))}$ соединены с второй ОШ – ⊥.

КЦЧ, показанный на рис. 82, а, работает следующим образом.

При отсутствии цифровых чисел $\{a_k\}$ и $\{b_k\}$ на разрядных входах $a_{(k\ –\ 1)}$ и $b_{(k\ –\ 1)}$, все СМ "закрыты" и поэтому на выходах $U_{(a > b)}$, $U_{(b > a)}$ и $U_{(a = b)}$ КЦЧ имеем низкие ЛУ- "0", что и соответствует показанию отсутствия входных числовых сигналов управления. При поступлении одинаковых цифровых чисел $\{a_k\} = \{b_k\}$ ($a_0 = b_0$; $a_1 = b_1$;…; $a_N = b_N$), причем сравниваемые цифровые числа в данном случае могут быть только двоичного кода, аналогично работе КЦЧ на рис. 81, все $СМ_{((1\text{-}1)–(N\text{-}N))}$ "закрыты" и поэтому на выходе $U_{(a = b)}$ КЦЧ имеем низкий ЛУ- "0", что соответствует показанию равенства сравниваемых цифровых чисел $\{a_k\} \equiv \{b_k\}$. При этом наличие высокого ЛУ- "± 1" на соответствующем разрядном входе $a_{(k–1)}$ и $b_{(k–1)}$, "открывает" соответствующий $СМ_{1(k\ )}$ и $СМ^{*}_{1(k)}$, вследствие чего "открываются" соответствующие $СМ_{2(k)}$, $СМ_{3(k)}$ и $СМ^{*}_{2(k)}$, $СМ^{*}_{3(k)}$, где $k \geq 2$ для $СМ_{3(k)}$ и $СМ^{*}_{3(k)}$. "Открытые" $СМ_{3(k)}$ и $СМ^{*}_{3(k)}$ шунтируют соответствующие $СМ^{*}_{(2(1)–2(k))}$ и $СМ_{(2(1)–2(k))}$, вследствие чего они "закрываются" и на выходах $U_{(a > b)}$ и $U_{(b > a)}$ тоже имеем низкий ЛУ- "0", что дополнительно указывает на равенство сравниваемых цифровых чисел $\{a_k\} = \{b_k\}$. При поступлении разных сравниваемых цифровых чисел $\{a_k\} \neq \{b_k\}$ ($a_0 \neq b_0$; $a_1 = b_1$;…; $a_N = b_N$), один (или несколько), например, $СМ_{1\text{-}1}$ "открывается" и ток $I_о$ от источника I_0 тока течет через резистор $R_н$ и при этом на выходе $U_{(a = b)}$ КЦЧ имеем высокий ЛУ- "± 1", который соответствует напряжению $U_{(a = b)} = \pm I_о \cdot R_н$, что соответствует показанию неравенства сравниваемых цифровых чисел $\{a_k\} \neq \{b_k\}$. При этом наличие высокого ЛУ- "± 1", например, на разрядном входе a_0 и низкого ЛУ- "0" на b_0, приводит во "включенное" состояние $СМ_{1(1)}$ и тем самым "включатся" $СМ_{2(1)}$. Через "включенный" $СМ_{2(1)}$ ток $I_о$ от источника тока I_1 течет через резистор $R_{н\ 1}$ и при этом на выходе $U_{(a > b)}$ КЦЧ имеем высокий ЛУ – "±1", который при этом соответствует напряжению $U_{(a > b)} = \pm I_о \cdot R_{н\ 1}$, что соответствует показанию неравенства сравниваемых цифровых чисел и то, что имеем $\{a_k\} > \{b_k\}$. При действии высокого ЛУ – "± 1" на разрядном входе b_0 и низкого ЛУ- "0" на a_0, "включаются" $СМ^{*}_{1(1)}$ и $СМ^{*}_{2(1)}$, из-за чего ток $I_о$ от источника тока I^{*}_1 течет через резистор $R^{*}_{н\ 1}$ и при этом на выходе $U_{(a < b)}$ КЦЧ имеем высокий ЛУ- "± 1", который при этом соответствует напряжению $U_{(a < b)} = \pm I_о \cdot R^{*}_{н\ 1}$, что соответствует показанию неравенства сравниваемых цифровых чисел и то, что $\{a_k\} < \{b_k\}$. При поступлении цифровых двоичных чисел $\{a_k\} \rightarrow 001 \Rightarrow 1$ и $\{b_k\} \rightarrow 010 \Rightarrow 2$, "открываются" $СМ_{1\text{-}1}$ и $СМ_{2\text{-}2}$, и ток $I_о$ от источника тока I_0 течет через резистор $R_н$, и при этом на выходе $U_{(a = b)}$ КЦЧ имеем высокий ЛУ- "± 1", что соответствует показанию неравенства сравниваемых

цифровых чисел $\{a_k\} \neq \{b_k\}$. В данном случае тоже “открываются” $СМ_{1(1)}$, $СМ_{2(1)}$ и $СМ^*_{1(2)}$, $СМ^*_{3(2)}$, $СМ^*_{2(2)}$, а “открытый” $СМ^*_{3(2)}$ шунтирует $СМ_{2(1)}$ и его “закрывает”. В конце переходного процесса на выходе $U_{(a > b)}$ КЦЧ имеем низкий ЛУ – “0”, а на выходе $U_{(b > a)}$ – высокий ЛУ- “± 1”. С увеличением разрядности сравниваемых цифровых чисел устройство работает аналогичным образом, а таблица истинности его работы показана на рис. 82, б. Здесь тоже для изменения логики индикации сравниваемых чисел $\{a_k\}$ и $\{b_k\}$, на выходе $U_{(a = b)}$ КЦЧ можно включить инвертор “НЕ”, и в этом случае в таблице истинности его работы, показанной на рис. 82, б, ЛУ на выходе $U_{(a = b)}$ КЦЧ указаны в скобках. В заключении отметим, что в обеих вариантах схем КЦЧ, показанных на рис. 81 и рис. 82, а, источники напряжений $\pm \mathcal{E}$ и $\pm \mathcal{E}^*$ могут быть заменены одним общим источником $\pm \mathcal{E}$, к которому подключены коллекторы $СМ_{(1–N)}$ и $СМ^*_{(1–N)}$. При этом в схеме на рис. 82, а, источники токов I_1 и I^*_1 исключаются, а коллекторы $СМ_{(2(1)–2(N))}$ и $СМ^*_{(2(1)–2(N))}$ подключаются к общему источнику $\pm \mathcal{E}$ напряжения.

4.10. Транзисторные эквиваленты СМ

СМ может быть заменен его транзисторным эквивалентом $СМ_э$ так, как это показано на рис. 83. Из рис. 83, а–г, видно, что эти транзисторные варианты схем $СМ_э$ построены на основе СПТ (§ 2.3), что существенно повышает импульсное быстродействие и функциональные возможности применения таких $СМ_э$. Коммутируемые контакты коллектор-эмиттер (К-Э) $СМ_э$ выполнены на основе схемы комплементарного эмиттерного повторителя (КЭП) [115], при использовании БТ (рис. 83, а, в), или на основе схемы комплементарного истокового повторителя (КИП), при использовании ПТ (рис. 83, б, г). Основным отличием комплементарных повторителей (КП) в транзисторной схеме $СМ_э$ является то, что коллекторы $БТ_{(3–6)}$, или стоки $ПТ_{(3–6)}$ соединены между собой и являются соответствующим коллекторным К контактом $СМ_э$. Также во всех схемах на рис. 83, а–г, КП переключаются напряжениями $u_{R\text{В, }R\text{G}}$ на соответствующих резисторах $R_{\text{В, G}}$, включенными между коллекторами или стоками соответствующих транзисторов $БТ_{1, 2}$, или $ПТ_{1, 2}$, в соответствующих схемах СПТ. Здесь отметим, что в транзисторной схеме $СМ_э$ на ПТ (рис. 83, б, г), истоковый КП должен бить построен на ПТ с закрытыми каналами. Поэтому во всех схемах $СМ_э$ (рис. 83, а–г) при отсутствии дифференциального сигнала $\Delta\, u_{Б1\text{-}Б2} = 0$ управления на входах $Б_1$–$Б_2$ сбалансированного СПТ, напряжения $u_{R\text{В, }R\text{G}}$ на соответствующих резисторах $R_{\text{В, G}}$ равны нулю: $u_{R\text{В, }R\text{G}} = 0$, и поэтому транзисторы $БТ_{(3–6)}$ и $ПТ_{(3–6)}$ “закрыты”, а контакты К-Э – “разомкнуты”, что соответствует “выключенному” состоянию $СМ_э$. Далее, при поступлении дифференциального сигнала $|\Delta\, u_{Б1\text{-}Б2}\,(t)| > 0$ управления любой полярности на входы $Б_1$-$Б_2$, между которыми включен резистор $R_{\text{ВВ}}$, СПТ выходит из сбалансированного состояния и напряжения $|u_{R\text{В, }R\text{G}}| > 0$, т. е становятся отличными от нуля той или иной полярности. В зависимости от этой полярности соответствующая пара транзисторов $БТ_{3, 4}$, или $БТ_{5, 6}$, и $ПТ_{3, 4}$, или $ПТ_{5, 6}$, в схеме КП “включаются”, и поэтому $СМ_э$ переходит во “включенное” состояние – контакты К-Э “замкнуты”.

Для вариантов $СМ_э$, показанных на рис. 83, а и б, “включенное” состояние КП соответствует напряжению $u_{R\text{В, }R\text{G}} > 0$, что означает + на базе $БТ_3$, или затворе $ПТ_3$, и – на базе $БТ_4$, или затворе $ПТ_4$. В рассматриваемых схемах $СМ_э$ (рис. 83, а и б) это получается при поступлении на входах $Б_1$–$Б_2$ СПТ входного дифференциального сигнала $\Delta\, u_{Б1\text{-}Б2}\,(t)$ отрицательной полярности – $\Delta\, u_{Б1\text{-}Б2}\,(t) < 0$. При отсутствии сигнала управления ($\Delta\, u_{Б1\text{-}Б2} = 0$), или при поступлении на входах $Б_1$–$Б_2$ СПТ сигнала $\Delta\, u_{Б1\text{-}Б2}\,(t)$ положительной полярности – $\Delta\, u_{Б1\text{-}Б2}\,(t) > 0$, рассматриваемые схемы $СМ_э$ (рис. 83, а и б) находятся во “выключенном” состоянии – контакты К-Э “разомкнуты”. Отсюда видно, что на рис. 83, а и б, приведенные варианты транзисторных схем $СМ_э$ своими функциями не полностью соответствует функциям управления СМ, т. к. эти схемы $СМ_э$ во “включенное” состояние

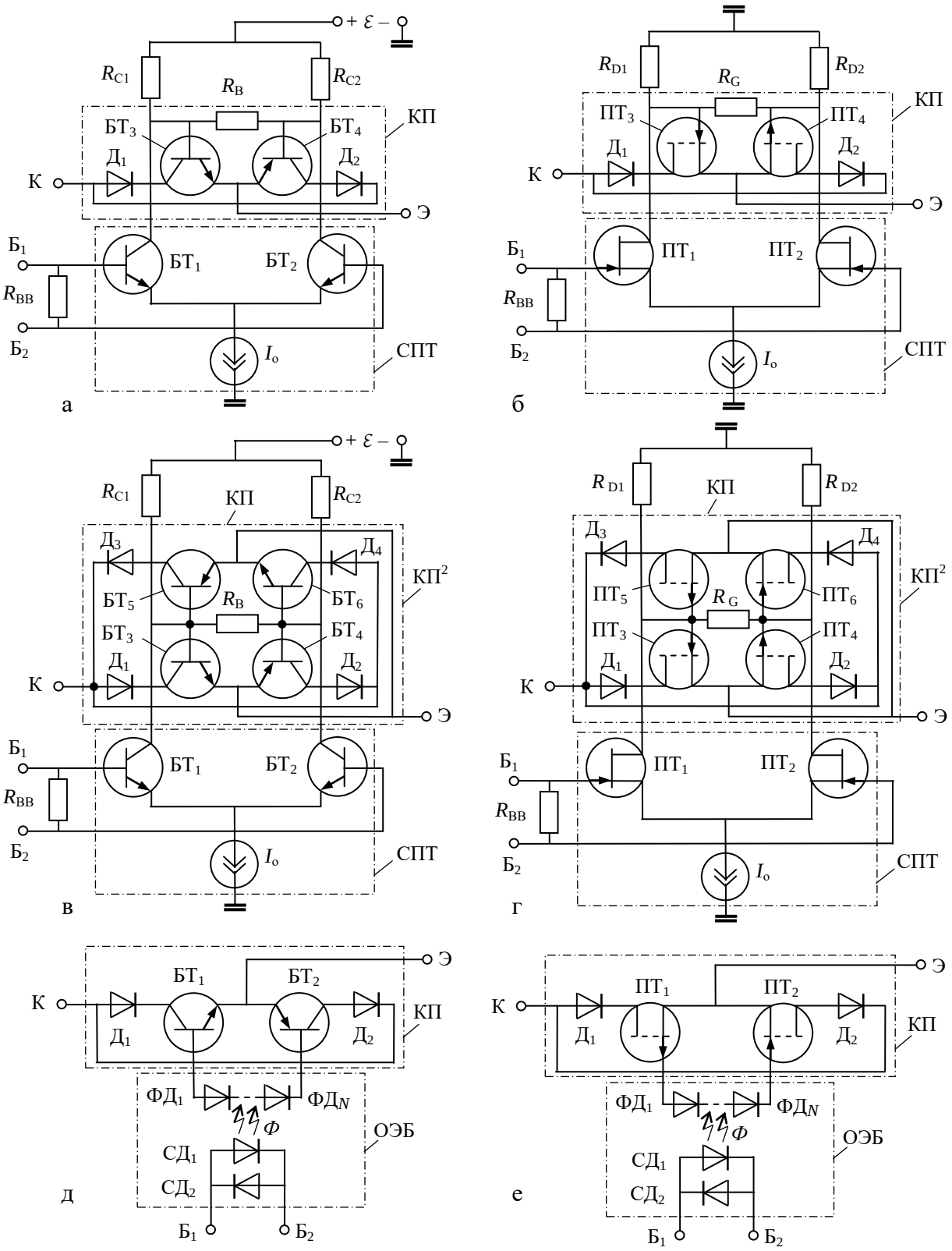


Рис. 83. Транзисторный эквивалент СМ ⇒ СМ$_э$ на БТ (а, в), на ПТ (б, г) и оптоэлектронные варианты выполнения СМ$_э$ без СПТ (д, е)

переключается только входным сигналом $\Delta\, u_{Б1\text{-}Б2}$ одной полярности: + или –, и эта полярность зависит от типа проводимости транзисторов $БТ_{1,\ 2}$ и $ПТ_{1,\ 2}$ в СПТ, или последовательности включения транзисторов $БТ_{3,\ 4}$ и $ПТ_{3,\ 4}$ в схеме КП. С целью решения этой проблемы схема КП дополняется соответствующей парой дополнительных транзисторов так, как это показано на рис. 83, в и г, где КП^2 – двойная схема КП. В этом

случае при любой полярности входного сигнала $|\Delta\, u_{Б1\text{-}Б2}\ (t)| > 0$, и соответствующей полярности напряжения $|u_{R\text{В, }R\text{G}}| > 0$, одна из пар транзисторов $БТ_{3,\,4}$, или $БТ_{5,\,6}$, и $ПТ_{3,\,4}$, или $ПТ_{5,\ 6}$, “открываются” и $СМ_э$ переключается во “включенное” состояние, что соответствует функциям управления СМ.

Основным требованием для работоспособности $СМ_э$ определяется выполнением следующих условий:

$$\left.\begin{aligned} U_\text{B} &= I_\text{o}\cdot R_\text{B}\cdot R_\text{C}/(R_\text{B}+R_\text{C}) \geq 2\cdot 0{,}6\ \text{V, для БТ из Si,}\\ U_\text{G} &= I_\text{o}\cdot R_\text{G}\cdot R_\text{D}/(R_\text{G}+R_\text{D}) \geq 2\cdot U_\text{s}\text{, для ПТ,}\end{aligned}\right\} \qquad (131)$$

здесь: U_B и U_G – напряжения в резисторах R_B (рис. 83, а и в) и R_G (рис. 83, б и г), соответственно; $R_\text{C} = R_{\text{C}\ 1} = R_{\text{C}\ 2}$ (рис. 83, а и в); $R_\text{D} = R_{\text{D}\ 1} = R_{\text{D}\ 2}$ (рис. 83, б и г); U_s – пороговое напряжение затвора для ПТ с закрытым каналом, которое для ПТ с отрытым каналом является напряжением отсечки затвора.

На рис. 83, д и е, показаны оптоэлектронные варианты выполнения $СМ_э$ без СПТ, где напряжения U_B и U_G между базами транзисторов $БТ_{1,\ 2}$ и затворами транзисторов $ПТ_{1,\ 2}$, соответственно, реализуются при помощи фотодиодов $ФД_{1\text{–}N}$, включенных между базами $БТ_{1,\ 2}$, или затворами $ПТ_{1,\ 2}$ в соответствующих КП, причем в оптоэлектронном блоке (ОЭБ) фотодиоды $ФД_{1\text{–}N}$ “включаются” при помощи света $Ф$, излучаемого от светодиодов $СД_{1,\ 2}$, которые обеспечивают “включающий” свет $Ф$ при любой полярности входного сигнала $\pm\,\Delta\, u_{Б1\text{-}Б2}$ управления. Необходимая величина напряжений U_B и U_G устанавливаются величиной N – число последовательно соединенных фотодиодов $ФД_{(1\text{–}\ N)}$, работающих в режиме генерации фото эдс.

Здесь отметим, что во всех схемах $СМ_э$ (рис. 83), в схеме КП ($КП^2$) в коллекторных или стоковых цепях соответствующих транзисторов БТ и ПТ включены соответствующие диоды $Д_{1\text{–}4}$, которые обеспечивают отсутствие токов через коммутируемым сигналом $u_{КЭ}\ (t)$ прямо смещенные коллекторные p-n переходы БТ, или p-n переходы сток-затвор ПТ. Далее отметим, что транзисторный $СМ_э$ также может быть построен с использованием БТ и ПТ в одной схеме устройства, например СПТ на БТ, а КП на ПТ, или наоборот, и этим получаем гибридную схему $СМ_э$. Также отметим, что диоды $Д_{1\text{–}4}$ могут быть исключены из схемы $СМ_э$ при использовании в схеме КП ($КП^2$) в качестве ПТ полевых транзисторов типа МДП (МОП). И в заключении отметим, что ОШ – $\triangleq$ в схемах $СМ_э$ на рис. 83, а–г, показана с возможностью гальванической развязки от ОШ – $\perp$ входной цепи $Б_1$-$Б_2$ управления $СМ_э$, что особенно важно при использовании $СМ_э$ в качестве полупроводниковой (твердотельной) реле. Далее отметим, что схемы $СМ_э$ с ОЭБ управления (рис. 83, д, е) отличается хорошей развязкой цепей $Б_1$-$Б_2$ и К-Э.

В заключении отметим, что фотодиоды $ФД_{(1\text{–}\ N)}$, работающие в режиме генерации фото эдс, можно использоват для переключения СМ по схеме, показанной на рис. 83а.

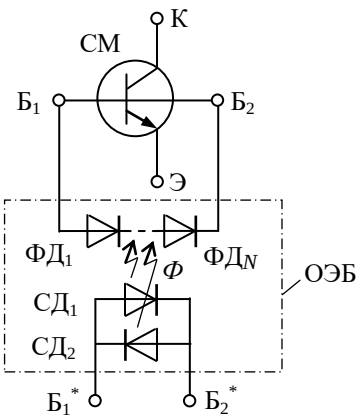


Рис. 83а. Принципиальная схема оптоэлектронного варианта управлнения СМ

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

Из рис. 83а видно, что ток $I_{\text{ВВ s}}$ между выводами $Б_{1\text{-}2}$ СМ зависит от величины эдс генерируемой ФД и определяется выражением $(\text{эдс}_1 + \text{эдс}_2 + \ldots + \text{эдс}_N)/R_{\text{ВВ s}} \geq I_{\text{ВВ s}}$, здесь эдс_{1-N} соответствует ФД_{1-N}.

Выводы:

1- рассмотренные варианты схем вычислительной техники и автоматики на основе СМ убедительно иллюстрируют потенциальные возможности новых схемотехнических принципов для разработки интегральных устройств различного назначения;

2- предложенные схемы на основе применения СМ отличаются высоким быстродействием (тактовая частота сотни мегагерц и выше), простотой схем из-за существенно меньшего числа активных элементов в них, повышенной надежностью и исключительной экономичностью потребления электрической энергии;

3- возможность построения эквивалентов СМ на основе транзисторных схем $СМ_э$ с БТ и с ПТ позволяет применять обычные кремневые технологии изготовления полупроводниковых интегральных устройств на основе предложенных новых схемотехнических решениях, кроме, естественно, параметрических устройств на полупроводниковом $СМ_э$, т. к. в нем нет параметрической зависимости емкости $C_{КЭ}$;

4- выполнение транзисторной схемы $СМ_э$ с гальванически развязанной ОШ схемы КП от ОШ входной цепи $Б_1$–$Б_2$ управления СПТ или ОЭБ позволяет использовать транзисторную схему $СМ_э$ в качестве полупроводникового (твердотельного) реле, отличающегося сверхвысоким импульсным быстродействием – $t_{\text{вкл-выкл}} < 1$ нс.

5- Оптоэлектронный способ управления СМ исключает необходимость наличия гальванически развязанных ОШ и это существенно упрощает схемы с применением СМ.

Глава 5

НОВЫЕ ПРЕДЛОЖЕНИЯ И РАЗРАБОТКИ В ОБЛАСТЯХ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ИМПУЛЬСНОЙ ТЕХНИКИ, СВЧ- ЭЛЕКТРОНИКИ, ВКЛЮЧАЯ ОПТОЭЛЕКТРОНИКУ И МАГНИТОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Настоящая глава посвящена обобщению результатов исследований, основная цель которых была создания новых устройств быстродействующей импульсной техники, СВЧ-электроники, оптоэлектроники и магниточувствительных устройств, в которых применяются новые полупроводниковые приборы, работающие но основе совместного использования известных транзисторных принципов действия – БТ и ПТ, а также эффект смыкания ООЗ двух рядом расположенных p-n переходов – СМ, эффекты лавинных пробоев p-n переходов, магнитных и лазерных эффектов в полупроводниках, и т. д.

Основные результаты настоящей главы опубликованы в работах [127–138, 144, 151, 152], а также впервые представлены в настоящей монографии.

5.1. Полупроводниковые формирователи ступенчатого напряжения, работающие на основе применения эффекта смыкания рядом расположенных p-n переходов

Напряжение ступенчатой (лестничной) формы (НСФ) широко используется в устройствах автоматики, вычислительной техники и в устройствах телевидения. Основным недостатком известных устройств получения НСФ является их малая степень интеграции и, как следствие, относительно малая надежность.

Полупроводниковый формирователь ступенчатого напряжения (ПФСН) [127], показан на рис. 84, а, откуда видно, что его конструкция заимствована из интегрального варианта выполнения блока 1 компараторов на СМ в АЦП, показанного на рис. 62, в. ПФСН выполнен с общим коллектором 3, например, n- типа, с общей областью 4 базы p-типа и N отдельных одинаковых областей 5_i эмиттеров n- типа, здесь $i = 1, 2,\ldots, N$. Эмиттеры 5_i объединены и соединены с ОШ устройства, а коллектор 3 соединен с резистором $R_н$ нагрузки – выход $U_{вых}$ устройства, который соединен с источником напряжения $\pm \mathcal{E}$ питания. Выводы общей базы 4 – вход ПФСН соединены с выходом преобразователя 2, выполняющего функцию преобразования напряжение-ток, вход $U_{вх}$ которого является входом $U_{вх}$ устройства. Поочередное переключение эмиттеров 5_i в проводящие состояния, аналогично работе СМ, достигается путем выполнения базовой области 4 с продольным градиентом $\partial N_a / \partial x$ концентрации легирующей примеси N_a, обеспечивающий распределение p^--p^+ в направлении x ,например, с возрастающем эго значением от контакта $Б_1$ в сторону контакта $Б_2$, а в другом варианте это достигается путем выполнения участков области 4 баз между эмиттерами 5_i и коллекторной области 3 различной толщины W_B, например, расширяющейся от контакта $Б_1$ в сторону контакта $Б_2$. Еще в другом варианте поочередное переключение эмиттеров 5_i достигается путем изменения их размеров в плане – с различной длиной $L_Э$ или шириной $Z_Э$, т. к. ток $I_{BB\ s}$ смыкания p-n переходов зависит и от соотношения $Z_Э / L_Э$ (формулы (91)–(94)).

ПФСН, показанный на рис. 84, а, работает следующим образом.

Включается источник напряжения $\pm \mathcal{E}$ питания, а на вход $U_{вх}$ устройства подается пилообразный сигнал $u_{вх}(t) = U_o \cdot t$ напряжения – линейно нарастающее напряжение. Под действием этого сигнала вдоль базы 4 ПФСН протекает входной ток $i_{вх}(t) = I_o \cdot t$ пилообразной формы, с возрастанием которого происходит последовательное смыкание ООЗ эмиттерных областей 5_i с ООЗ общей коллекторной области 3. При этом через резистор $R_н$ нагрузки протекает выходной ток $i_{вых}(t)$, величина которого определяется

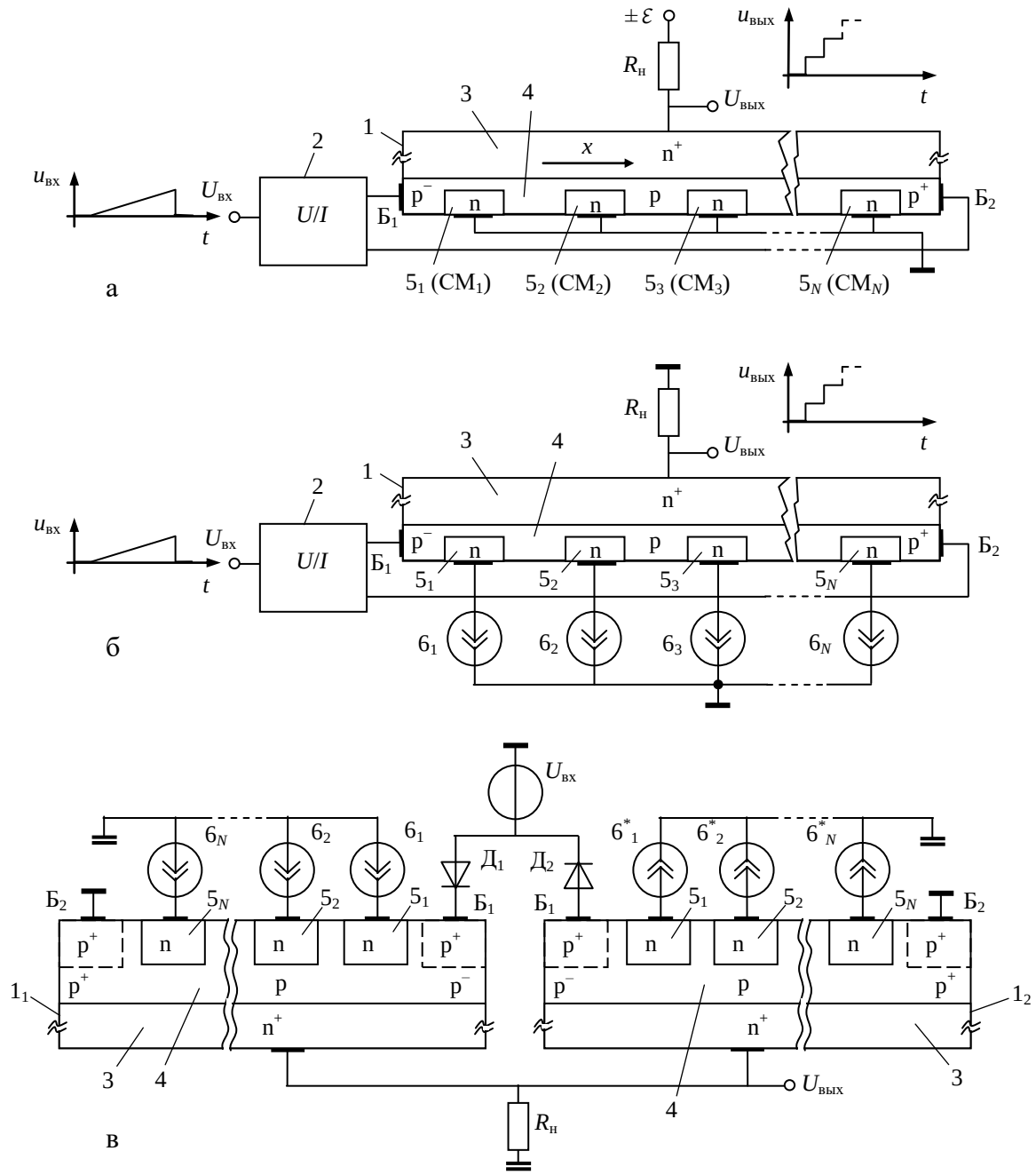


Рис. 84. Принципиальная электрическая схема ПФСН с общим источником напряжения $\pm\mathcal{E}$ питания (а) и с отдельными источниками 6_i токов (б), а также вариант использования двух одинаковых ПФСН в качестве линейного усилителя входного сигнала $u_{вх}$ (в), здесь цифрами обозначено: 1 – ПФСН; 2 – преобразователь напряжение-ток; 3 – общая область коллекторов; 4 – общая область базы; $5_{(1–N)}$ – эмиттерные области; $6_{(1–N)}$ – источники токов и $6^*_{(1–N)}$ – идентичные источники токов с противоположной полярностью включения

величиной сопротивления резистора $R_н$, величиной напряжения $\pm\mathcal{E}$ источника питания и величиной остаточного сопротивления "включенного" полупроводникового элемента 3-4-5_i (СМ$_i$). С каждым переключением этих элементов СМ$_i$ в проводящее состояние, выходной ток $i_{вых}$ (t) через нагрузочный резистор $R_н$ скачкообразно увеличивается и на выходе $U_{вых}$ устройства формируется ступенчатый сигнал $u_{вых}$ (t), количество ступеней которого зависит от количества эмиттерных областей 5_i. Здесь отметим, что основным недостатком рассмотренного ПФСН является то, что в нем нет возможности свободного

изменения параметров НСФ.

Другой вариант ПФСН [128], показанный на рис. 84, б, отличается тем, что с целью расширения функциональных возможностей, эмиттерные области 5_i подключены к соответствующим источникам 6_i токов I_i, вторые полюсы которых и резистор $R_н$ нагрузки соединены с ОШ, а остальные соединения те же, что и на рис. 84, а. Источники 6_i токов I_i могут быть выполнены на основе применения постоянных или переменных резисторов R_i, соединенных с источником напряжения $\pm\mathcal{E}$ питания, или с использованием БТ или ПТ, включенных по схеме с ОБ или с общим истоком (ОИ), соответственно. Степень интеграции предложенного устройства существенно повышается при интегральном варианте выполнения транзисторов в качестве источников 6_i токов I_i так, как это показано на рис. 85.

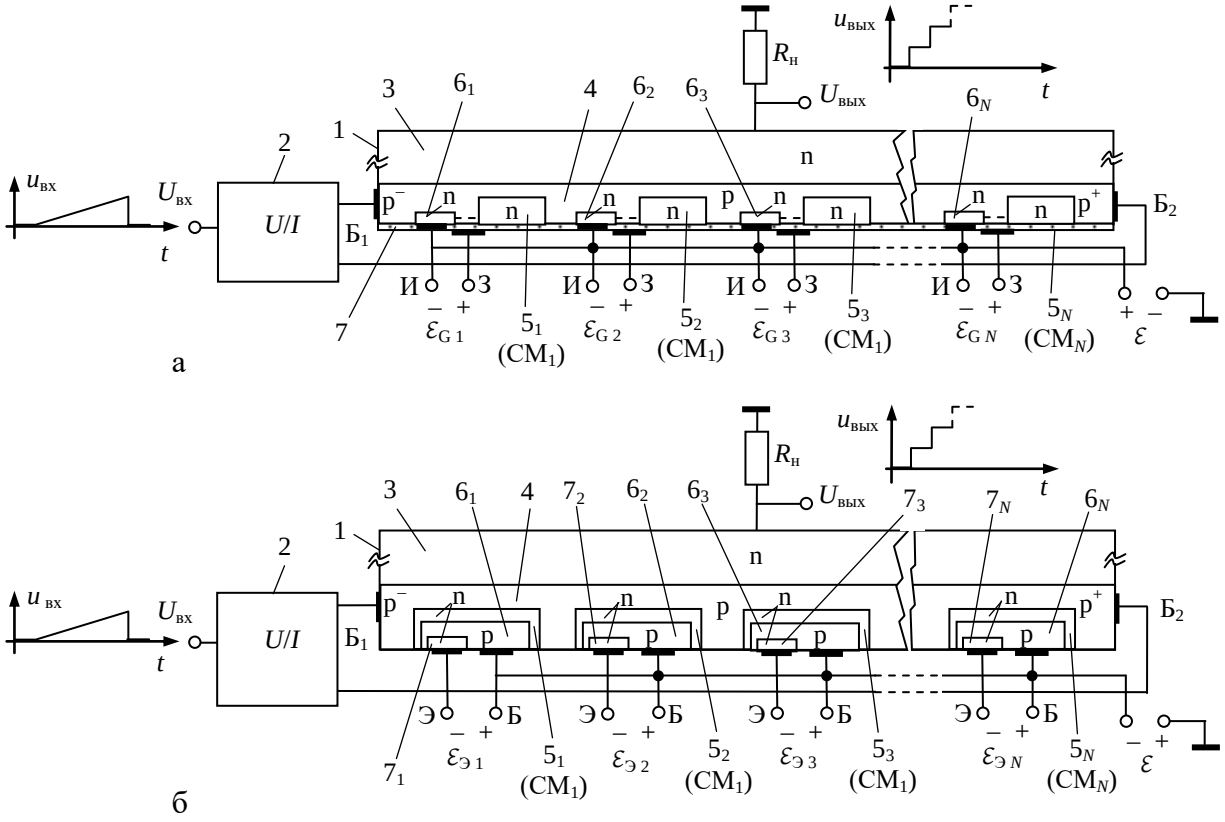


Рис. 85. ПФСН с интегральным вариантом выполнения транзисторов в качестве источников 6_i токов I_i, показанных на рис. 84, б, на ПТ (а) и на БТ (б), здесь цифрами обозначено: 1 – ПФСН; 2 – преобразователь напряжение-ток; 3 – общая область коллекторов $СМ_i$; 4 – общая область базы $СМ_i$; 5_i – эмиттерные области $СМ_i$, соответствующие стокам ПТ (а) или коллекторам БТ (б); $6_{(1–N)}$ – истоки ПТ (а) или базы БТ (б); 7 – слой диэлектрика, например, SiO_2 (а); $7_{(1–N)}$ – эмиттеры БТ (б)

В варианте ПФСН с ПТ в качестве источников токов I_i, показанном на рис. 85, а, при каждой области 5_i эмиттеров, рядом сформированы соответствующие дополнительные области 6_i того же типа проводимости и между ними сделаны соответствующие затворы $З_i$, чем обеспечивается интегральная структура ПТ – область 6_i – исток $И_i$, область 5_i – сток $С_i$, а затвор $З_i$ сделан в виде структуры МДП, или барьера Шоттки, или p-n перехода, причем затворы $З_i$ соединены с соответствующими источниками управляющего напряжения $\mathcal{E}_{G\,i}$. Области 6_i истоков I_i выполнены так, что при любых значениях входного сигнала $u_{вх}$, из-за эффекта смыкания ООЗ p-n переходов “переключались” только области 5_i стоков. Для этой цели, например, расстояния между областями 5_i и общей области 3 сделаны меньше расстояний между областями 6_i и общей

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

области 3.

Другой вариант интегрального выполнения ПФСН со структурами БТ в качестве источников токов I_i, показан на рис. 85, б. В данном случае в областях 5_i, например, n-типа, дополнительно выполнены базовые области 6_i p- типа, в которых дополнительно выполнены эмиттерные области 7_i n- типа. Этим обеспечивается формирование структур $БТ_i$ – область 5_i – коллектор, область 6_i – база и область 7_i – эмиттер. Базовые области 6_i через соответствующие контакты $Б_i$ соединены с источником напряжения $\mathcal{E}$ питания, а области 7_i эмиттеров через соответствующие контакты $Э_i$, соединены с соответствующими источниками управляющего напряжения $\mathcal{E}_{Э\,i}$, другие полюсы которых соединены с соответствующими контактами $Б_i$ баз.

Выполнение ПФСН с дополнительными управляемыми источниками тока I_i позволяет формировать НСФ с различными амплитудами ступенек НСФ, что значительно расширяет функциональные возможности устройства, а также упрощает выполнение полупроводникового прибора для обеспечения одинаковых амплитуд ступенек НСФ при неограниченном их числе. Интегральные варианты выполнения источников тока I_i в виде структур ПТ или БТ, позволяет сохранить высокую степень интеграции устройства и тем самым обеспечить высокую надежность ПФСН.

На рис. 84, в, показан вариант применения ПФСН в качестве линейного усилителя входного сигнала $u_{вх}$, например, звуковой частоты в высококачественных усилителей мощности. Из рис. 84, в, видно, что в данном случае применены два одинаковых ПФСН – 1_1 и 1_2, первые выводы $Б_1$ баз которых соединены через соответствующие диоды $Д_{1,\,2}$ с источником $U_{вх}$ входного сигнала $u_{вх}$, который соединен с первой ОШ – $\perp$, причем вторые выводы $Б_2$ этих ПФСН- $1_{1,\,2}$ тоже соединены с первой ОШ – $\perp$ устройства. Полярность включения диодов $Д_{1,\,2}$ соответствует полярностям включения источников $6_{(1–N)}$ токов $I_{(1–N)}$ и источников $6^*_{(1–N)}$ токов $I^*_{(1–N)}$, параметры токов I_i и I^*_i которых идентичны, с исключением только направление тока через резистор $R_н$ нагрузки, которые установлены противоположными, причем источники $6_{(1–N)}$, $6^*_{(1–N)}$ токов $I_{(1–N)}$, $I^*_{(1–N)}$, и резистор $R_н$ нагрузки соединены со второй ОШ – $\doteq$, которая при этом гальванически развязана от первой ОШ – $\perp$.

Устройство, показанное на рис. 84, в, работает следующим образом.

При поступлении, например, гармонического сигнала $\boldsymbol{U}_{вх}$, во время действия положительной полуволны этого сигнала, он проходит через диод $Д_1$, а через диод $Д_2$ не проходит, т. к. он включен в противоположное направление. Под действием входного сигнала $\boldsymbol{U}_{вх}$, через базу $Б_1$-$Б_2$ первого ПФСН- 1_1 потечет базовый ток $\boldsymbol{I}_{вх\,1}$, и, в зависимости от его моментного значения $i_{вх\,1}\,(t)$, происходит поочередное смыкание – переключение эмиттеров 5_i в проводящие состояния, аналогично работе СМ, из-за чего через резистор $R_н$ нагрузки потечет ток $\boldsymbol{I}_{вых\,1}$, моментное значение $i_{вых\,1\,i}\,(t)$ которого соответствует числу “включенных” источников $6_{(1–i\,)}$. При поступлении отрицательной полуволны сигнала $\boldsymbol{U}_{вх}$, во время его действия, он проходит через диод $Д_2$, а через диод $Д_1$ не проходит, т. к. он включен в противоположное направление. Под действием входного сигнала $\boldsymbol{U}_{вх}$, через базу $Б_1$-$Б_2$ второго ПФСН- 1_2 потечет базовый ток $\boldsymbol{I}_{вх\,2}$ и в зависимости от его моментного значения $i_{вх\,2}\,(t)$ происходит поочередное смыкание – переключение эмиттеров 5_i в проводящие состояния, аналогично работе СМ, из-за чего через резистор $R_н$ нагрузки потечет ток $\boldsymbol{I}_{вых\,2}$, моментное значение $i_{вых\,2\,i}\,(t)$ которого соответствует числу “включенных” источников $6^*_{1–i}$, причем направление тока $\boldsymbol{I}_{вых\,2}$ противоположна направлению тока $\boldsymbol{I}_{вых\,1}$. Таким образом, на рис. 84, в, показанное устройство с применением двух одинаковых ПФСН- $1_{1,\,2}$ в качестве линейных усилителей входного сигнала $u_{вх}\,(t)$, работает аналогично двухтактному усилителю мощности. Здесь отметим, что оба ПФСН- $1_{1,\,2}$ и диоды $Д_{1,\,2}$ могут быть реализованы в одном полупроводниковом кристалле.

5.2. Формирователи и генераторы видеоимпульсов на СМ и на полупроводниковых структурах, в которых используется эффект смыкания ООЗ рядом расположенных p-n переходов

В § 3.2 показано, что СМ выполняет функцию формирователя видеоимпульсов из входного гармонического сигнала $\boldsymbol{U}_{\text{вх}}$, например, синусоидальной формы (рис. 42, 43), причем частота выходного сигнала $u_{\text{вых}}(t)$ в два раза больше частоты входного $\boldsymbol{U}_{\text{вх}}$. Эти свойства СМ могут быть успешно использованы при разработке различных устройств импульсной техники.

Формирователь импульсов (ФИ) на СМ [129] показан на рис. 86, а.

ФИ, показанный на рис. 86, а, позволяет получить умножение частоты входного гармонического сигнала $\boldsymbol{U}_{\text{вх}}$ более двух раз, а также позволяет обеспечить развязку входов $U_{\text{вх } i}$ последующих нечетных СМ_i в соответствующих каскадах от ОШ ФИ, без применения сложных и сравнительно громоздких устройств, например, СВЧ- трансформаторов, которые при этом отличаются сравнительно низким КПД на высоких частотах. Поэтому предложенный ФИ отличается повышенным КПД на СВЧ, расширенным диапазоном получаемых частот выходных СВЧ- сигналов $u_{\text{вых } N}$ на соответствующих выходах $U_{\text{вых } N}$ – до сотен мегагерц и более, а также меньшими габаритами и весом устройства.

Из основной схемы предложенного ФИ, показанной на рис. 86, а, видно, что устройство содержит N, например, одинаковых $\text{СМ}_{(1–N)}$ n-p-n типа проводимости с базовым током переключения $I_{\text{ВВ s}}$. Эти СМ_i разделены на две группы – четные $\text{СМ}_{2, 4,\ldots, n}$ и нечетные $\text{СМ}_{1, 3,\ldots, m}$, здесь: $i = 1, 2,\ldots, N$; $n = 2, 4,\ldots, 2{\cdot}N$; $m = 1, 3,\ldots, (2{\cdot}N + 1)$. Выводы базы первого, нечетного СМ_1 являются входом $U_{\text{вх}}$ устройства. Эмиттеры нечетных $\text{СМ}_{1, 3,\ldots, m}$ соединены с соответствующими нечетными резисторами $R_{1, 3,\ldots, m}$ нагрузки – нечетными выходами $U_{\text{вых } (1, 3,\ldots, m)}$ устройства, и через соответствующие $M = (N - 1)/2$ разделительные конденсаторы $C_{(1–M)}$ соединены с первыми выводами баз соответствующих четных $\text{СМ}_{2, 4,\ldots, n}$, кроме последнего СМ_N, вторые выводы баз которых соединены с соответствующими четными резисторами $R_{2, 4,\ldots, n}$ нагрузки – четными выходами $U_{\text{вых } (2, 4,\ldots, n)}$ устройства, причем схема работоспособна только при целых M. Эмиттер СМ_N соединен с резистором R_N нагрузки – выходом $U_{\text{вых } N}$ устройства. Коллекторы нечетных $\text{СМ}_{1, 3,\ldots, m}$, включая СМ_N, соединены с источником напряжения $\pm\,\mathcal{E}_{\text{о}}$ питания, а коллекторы четных $\text{СМ}_{2, 4,\ldots, n}$ через соответствующие дополнительные M источники напряжения $\pm\,\mathcal{E}_{(1–M)}$ питания соединены с первыми выводами баз соответствующих нечетных $\text{СМ}_{1, 3,\ldots, m}$, включая СМ_N, вторые выводы баз которых соединены с эмиттерами соответствующих четных $\text{СМ}_{2, 4,\ldots, n}$.

Предложенный ФИ (рис. 86, а) работает следующим образом.

Включаются источники напряжения $\pm\,\mathcal{E}_{\text{о}}$ и $\pm\,\mathcal{E}_{(1–M)}$ питания, и, при отсутствии сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ на входе $U_{\text{вх}}$, схема энергии не потребляет. При подаче входного, например, синусоидального сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ (рис. 86, б) с частотой $f_{\text{вх}}$, через базу СМ_1 протекает синусоидальный ток $i_{\text{вх } 1}(t) = I_{\text{о } 1}{\cdot}\sin(2{\cdot}\pi{\cdot}f_{\text{вх}}{\cdot}t)$ и, при $I_{\text{о } 1} > I_{\text{ВВ s}}$, в соответствующие моменты времени $t_{1, 2, 3, 4}$ первый СМ_1 переключается и тем самым формируя на выходе $U_{\text{вых } 1}$ однополярные, а на выходе $U_{\text{вых } 2}$ – двухполярные импульсы выходных токов $i_{\text{вых } 1}(t)$ и $i_{\text{вых } 2}(t)$, соответственно, с частотами $f_{\text{вых } 1, 2} = 2{\cdot}f_{\text{вх}}$. Ток $i_{\text{вых } 1}(t)$ через конденсатор C_1 поступает на базу СМ_2 и создает двухполярный входной ток $i_{\text{вх } 2}(t)$, который, при $I_{\text{о } 2} > I_{\text{ВВ s}}$, в соответствующие моменты времени $t^{*}_{(1–6)}$ переключает СМ_2 с частотой $2{\cdot}f_{\text{вх}}$, а на выходе $U_{\text{вых } 2}$ снимаются двухполярные импульсы $u_{\text{вых } 2}(t)$ с той же частотой $(2{\cdot}f_{\text{вх}})$. При этом по цепи – источник $\mathcal{E}_1$, коллектор-эмиттер СМ_2 и база СМ_3 потечет входной ток $i_{\text{вх } 2}(t)$, и, при условии $I_{\text{о } 2} > I_{\text{ВВ s}}$, в соответствующие моменты времени СМ_3 переключается и тем самым формируя на выходе $U_{\text{вых } 3}$ однополярные, а на выходе $U_{\text{вых } 4}$ – двухполярные импульсы выходного тока $i_{\text{вых } 3, 4}(t)$, соответственно, с частотой $f_{\text{вых } 3, 4} = 4{\cdot}f_{\text{вх}}$, и т. д. Таким образом, во время действия на входе $U_{\text{вх}}$ устройства входного

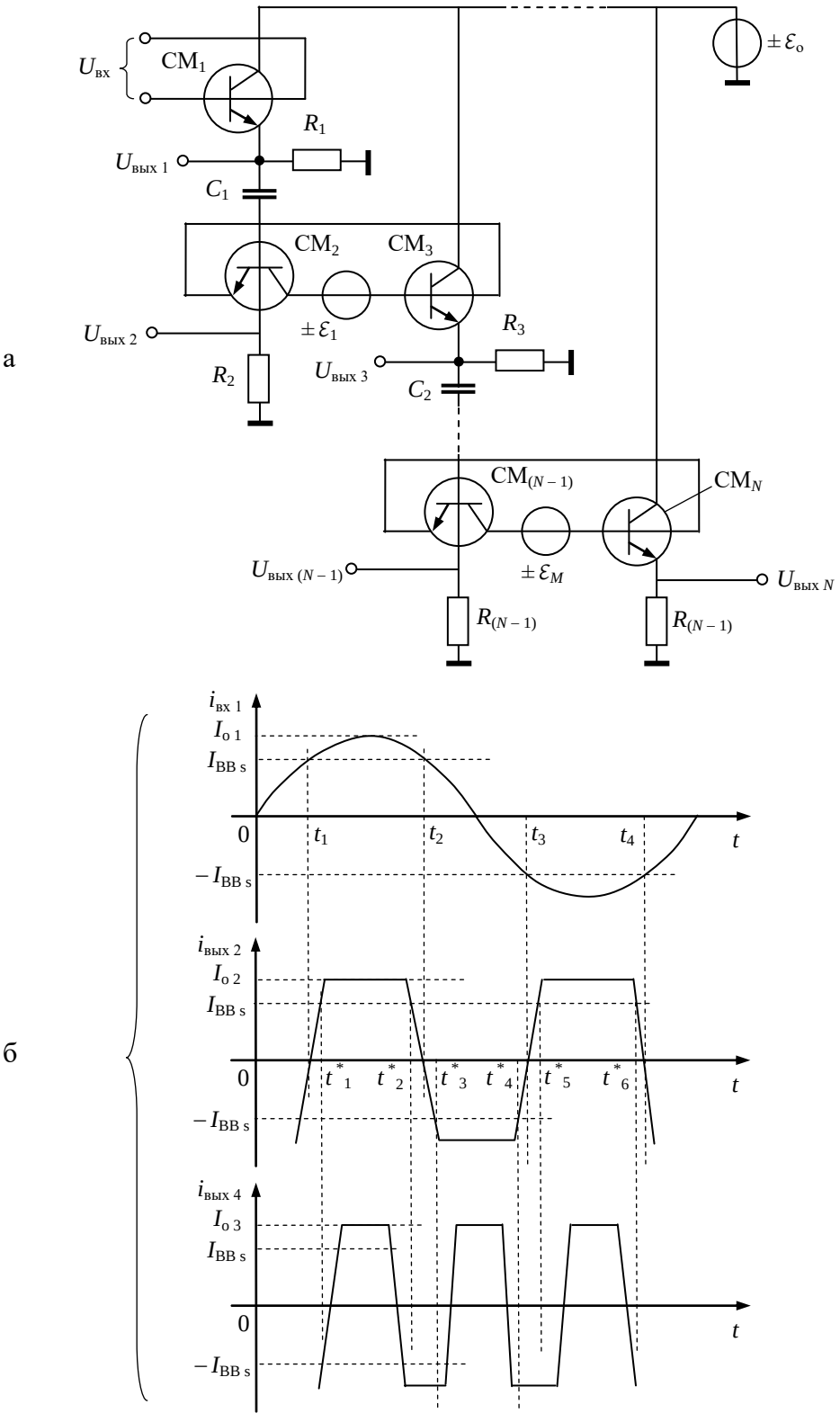


Рис. 86. Принципиальная электрическая схема ФИ на СМ (а) и временные диаграммы сигналов в его цепях (б), поясняющие принцип работы ФИ

двухполярного сигнала $u_{вх}$ (t) с частотой $f_{вх}$, на нечетных выходах $U_{вых\ (1,\ 3,\ldots)}$ ФИ снимаются выходные сигналы $u_{вых\ (1,\ 3,\ldots)}$ с наличием постоянной составляющей и с частотой $f_{вых\ j}$, определяемой выражением:

$$f_{вых\ j} = f_{вх} \cdot 2^{(j\ +\ 1)/2} \equiv f_{вх} \cdot 2^{(2 \cdot i\ +\ 2)/2}, \qquad (132)$$

здесь: $j = 2 \cdot i + 1 = 1, 3, 5, \ldots, \leq N$ – номера нечетных выходов $U_{вых\ (1,\ 3,\ldots\ )}$ соответствующих

нечетных $СМ_{1,\,3,\ldots,\,m}$; $i = 0, 1, 2,...$

На четных выходах $U_{вых\,(2,\,4,\ldots)}$ устройства снимаются выходные сигналы $u_{вых\,(2,\,4,\ldots)}$ без постоянной составляющей и с частотой $f_{вых\,j*}$, определяемой выражением:

$$f_{вых\,j*} = f_{вх}\cdot 2^{j*/\,2} \equiv f_{вх}\cdot 2^{i*}, \tag{133}$$

здесь: $j^* = 2\cdot i^* = 2, 4, 6,\ldots, (N-1)$ – номера четных выходов $U_{вых\,(2,\,4,\ldots)}$ соответствующих четных $СМ_{2,\,4,\ldots,\,n}$; $i^* = 1, 2, 3,...$

Если на вход $U_{вх}$ ФИ подается однополярный сигнал $u_{вх}(t)$ с частотой $f^*_{вх}$, то в первом $СМ_1$, как и в последующих нечетных $СМ_{3,\,5,\ldots,\,m}$, умножения входного сигнала $u_{вх}(t)$ не происходит. Однако при этом на нечетных выходах $U_{вых\,(1,\,3,\,5,\ldots)}$ ФИ снимаются выходные сигналы $u_{вых\,(1,\,3,\,5,\ldots)}(t)$ с наличием постоянной составляющей и с частотой $f^*_{вых\,j}$, определяемой выражением:

$$f^*_{вых\,j} = f_{вх}\cdot 2^{(j\,-\,1)/2}, \tag{134}$$

а на четных выходах $U_{вых\,(2,\,4,\ldots)}$ устройства снимаются выходные сигналы $u_{вых\,(2,\,4,\ldots)}(t)$ без постоянной составляющей и с частотой $f^*_{вых\,j*}$, определяемой выражением:

$$f^*_{вых\,j*} = f_{вх}\cdot 2^{(j*\,-\,2)/2}. \tag{135}$$

Генератор импульсов (ГИ) с задержанной обратной связью на СМ [130] показан на рис. 87.

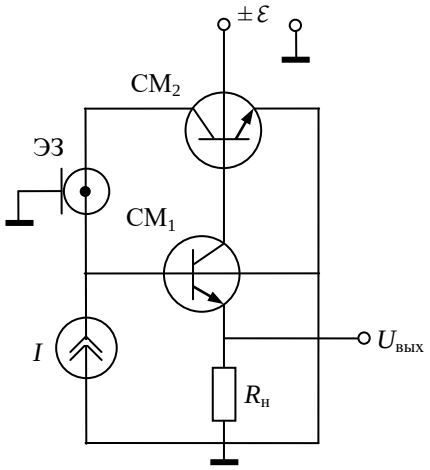


Рис. 87. Принципиальная электрическая схема ГИ с задержанной обратной связью на СМ

Из рис. 87 видно, что предложенный ГИ отличается тем, что с целью расширения функциональных возможностей в схему ведены гальванически развязанные от ОШ элемент задержки (ЭЗ) и источник тока I, который подключен между выводами базы $СМ_1$, причем эти выводы базы одновременно подключены к последовательно соединенным ЭЗ и эмиттеру-коллектору $СМ_2$. Первый вывод базы $СМ_2$ соединен с источником напряжения $\pm\,\mathcal{E}$ питания, а второй вывод его базы соединен с коллектором $СМ_1$, эмиттер которого соединен с резистором $R_н$ нагрузки – выходом $U_{вых}$ устройства, причем второй полюс источника $\pm\,\mathcal{E}$ и второй контакт резистора $R_н$ соединены с ОШ ГИ.

Предложенный ГИ (рис. 87) работает следующим образом.

При включении только источника $\pm\,\mathcal{E}$, схема энергии не потребляет. При дополнительном включении источника тока I, через базу $СМ_1$ протекает ток $i_{вх\ 1}(t)$ с амплитудой $I_{о\ вх\ 1}$, и, при условии $I_{о\ вх\ 1} > I_{ВВ\ s\ 1}$ – ток переключения $СМ_1$, он “включается” и по цепи – источник $\pm\,\mathcal{E}$, база $СМ_2$, эмиттер-коллектор $СМ_1$ и резистор $R_н$ нагрузки потечет выходной ток $i_{вых}(t)$ с амплитудой $I_{о\ вых}$. При условии, что $I_{о\ вых} > I_{ВВ\ s\ 2}$ – ток переключения $СМ_2$, он тоже “включается” и через определенное время задержки t_d, определяемой ЭЗ, часть $\Delta\, I_{о\ вх}$ тока $i_{вх}(t)$ с амплитудой $I_{о\ вх}$ ответвляется через эмиттер-

коллектор $СМ_2$. При условии, что разница ($I_{o\ вх} - \Delta I_{o\ вх}$) < $I_{BB\ s\ 1}$, $СМ_1$ "выключается" и выходной ток $i_{вых}(t)$ уменьшается до нуля, вследствие чего "выключается" и $СМ_2$. После времени t_d ток $i_{вх}(t)$ возрастает до первоначального значения и при этом "включается" $СМ_1$. Далее процесс повторяется и на выходе $U_{вых}$ устройства снимается периодически повторяющиеся импульсы $u_{вых}(t)$ с частотой $f_{вых} = \pi / t_d$. Длительность фронтов $t_{r,\ f}$ генерируемых импульсов определяется временем переключения СМ и может быть меньше 1 нс, что обеспечивает возможность достижения частоты $f_{вых}$ до 1 ГГц и более.

В предложенном ГИ (рис. 87) времязадающая цепь с ЭЗ и выходная цепь с резистором $R_н$ нагрузки гальванически развязаны. Поэтому в качестве резистора $R_н$ нагрузки можно использовать разнообразные электронные устройства, не влияя на период $T_{вых}$ следования выходных импульсов тока $i_{вых}(t)$, что расширяет функциональные возможности предложенного ГИ.

Полупроводниковый ГИ (ПГИ) [131] показан на рис. 88.

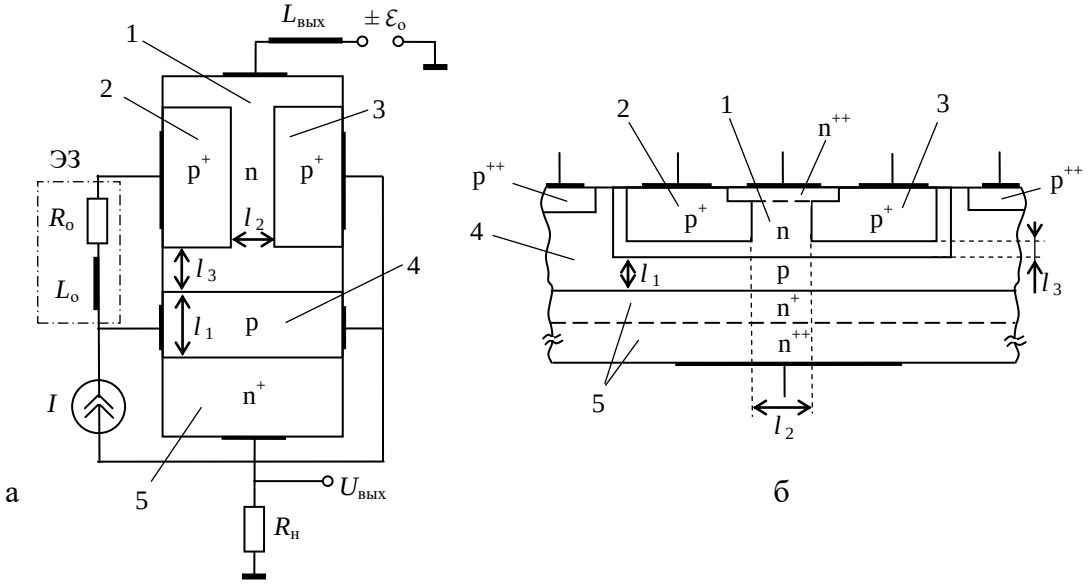


Рис. 88. Принципиальная электрическая схема ПГИ (а) и планарный вариант выполнения ПП (б), здесь цифрами обозначено: 1, 2, 3 – базовая, эмиттерная и коллекторная области $СМ_2$, соответственно; 4, 5 – базовая и коллекторная области $СМ_1$, соответственно, эмиттерной областью которого служат область 1

Из рис. 88 видно, что отличительной особенностью предложения является то, что с целью повышения степени интеграции, СМ выполнены в одном полупроводниковом приборе (ПП). На рис. 88, б, показан планарный вариант выполнения ПП, где полупроводниковые области обозначены теми же цифрами, что и на рис. 88, а, а расстояния $l_{1,\ 2,\ 3}$ между соответствующими полупроводниковыми областями сделаны из условий: $d_{pn\ max} > l_{1,\ 2,\ 3} > L_d$. Функцию $СМ_2$ выполняют полупроводниковые области 2-1-3, а функцию $СМ_1$ – полупроводниковые области 1-4-5. При соответствии ЭЗ данного устройства параметрам ЭЗ в схеме на рис. 87, и отсутствии индуктивности $L_{вых}$, ПГИ работает так же, как ГИ на дискретных элементах (рис. 87). Свойства генерации ПГИ существенно изменяются при выполнении ЭЗ из последовательно соединенных катушки L_o индуктивности и резистора R_o, которые образуют интегрирующую цепочку с постоянной времени $\tau_{LR} = L_o / R_o$, и при включении дополнительной катушки $L_{вых}$ индуктивности в выходную цепь устройства, что дополнительно создает интегрирующую цепь с постоянной времени $\tau_{вых} = L_{вых} / R_{вых}$, здесь $R_{вых}$ – сопротивление выходной цепи, которую можно считать равной резистору $R_н$ нагрузки ($R_{вых} \approx R_н$). При этом на выходе $U_{вых}$ ПГИ снимаются колебания выходного тока $i_{вых}(t)$, близкие к гармонической формы,

частота и амплитуда которых зависят от величин постоянных времен τ_{LR} и $\tau_{вых}$, а также от их относительного соотношения. Максимальная амплитуда этих колебаний получается при $\tau_{вых} \le \tau_{LR}$, а с изменением величины напряжения $\mathcal{E}_o$ источника питания меняется фаза выходных колебаний при постоянных частоте и амплитуде этих колебаний, что расширяет функциональные возможности предложенного устройства, т. к. он может применяться в качестве модулятора фазы выходного сигнала $u_{вых}(t)$ на выходе $U_{вых}$ устройства.

Алгоритм технологического процесса изготовления предложенного ПГИ в планарном варианте (рис. 88, б) из кремния (Si) может быть произведен операциями следующей последовательности: 1- на первой поверхности полупроводниковой подложки 5, например, n^+- типа проводимости, наносятся первый эпитаксиальный слой 4 p- типа с равномерным распределением примесей легирования; 2- в слое 4 методом диффузии или имплантации формируются область 1 n- типа; 3- в области 1 методом диффузии или имплантации формируются области 2 и 3 p- типов и процесс заканчивается путем формирования омических контактов прибора. Области 2 и 3 удалены от области 4 на расстояние, необходимое для исключения возможности смыкания их ООЗ p-n переходов при всех режимах работы ПП.

Полупроводниковый ФИ (ПФИ) может быть выполненный на основе УВХ, показанного на рис. 76, где в место конденсатора C памяти включается резистор $R_н$ нагрузки. При этом на входы $U_{вх\ 1}$ и $U_{вх\ 2}$ подаются постоянные напряжения $\mathcal{E}_1$ и $\mathcal{E}_2$ от соответствующих источников питания, а на дифференциальный вход управления $\Delta U_{упр}$ – гармонический сигнал. При поступлении положительной полуволне входного сигнала $\Delta U_{упр}$, например, $БТ_1$ “открывается”, а $БТ_2$ “закрывается”, и при этом на выход $U_{вых}$ устройства подается напряжение $\mathcal{E}_1$ от $U_{вх\ 1}$. При поступлении отрицательной полуволне сигнала $\Delta U_{упр}$, $БТ_2$ “открывается”, а $БТ_1$ “закрывается” и при этом на выход $U_{вых}$ устройства подается напряжение $\mathcal{E}_2$ от $U_{вх2}$. Таким образом, при поступлении входного двухполярного сигнала $\Delta U_{упр}$, на выходе $U_{вых}$ устройства снимается импульсный сигнал $u_{вых}(t)$, полярность и амплитуда импульсов которого задается полярностями и величиной напряжений $\mathcal{E}_1$ и $\mathcal{E}_2$ источников питания, подключенных на входах $U_{вх\ 1}$ и $U_{вх\ 2}$, соответственно, а частота $f_{вых}$ сигнала $u_{вых}(t)$ равна частоте $f_{вх}$ сигнала $\Delta U_{упр}$ при различных полярностях $\pm\mathcal{E}_1$ и $\mp\mathcal{E}_2$, и вдвое больше: $f_{вых} = 2 \cdot f_{вх}$, при одинаковых полярностях напряжений $\pm\mathcal{E}_1$ и $\pm\mathcal{E}_2$ питания. Длительность $\Delta t_и$ формируемых импульсов $u_{вых}(t)$ меняется путем изменения амплитуды сигнала $\Delta U_{упр}$, и изменяется в широких пределах – от длительности полуволны сигнала $\Delta U_{упр}$ ($\Delta t_{и\ мах} = T_{вх}/2$), до нескольких процентов от этой длины ($\Delta t_{и\ мин} << T_{вх}/2$). Все эти возможности управления параметрами $u_{вых}(t)$ выгодно отличает предложенного ПФИ от известных устройств, т. к. он обладает существенно расширенными функциональными возможностями при сравнительно высоком быстродействии и относительно несложной конструкции, и может быть использован как манипулятор частоты, а также в качестве широтно-импульсного модулятора, и т. д.

Возможен и другой режим работы предложенного ПФИ на основе УВХ (рис. 76), когда постоянное напряжение $\pm\mathcal{E}$ от источника питания подается на выход $U_{вых}$, а выходные сигналы $u_{вых\ 1,\ 2}(t)$ снимаются с входов $U_{вх\ 1}$ и $U_{вх\ 2}$, соответственно. При этом частота $f_{вых\ 1,\ 2}$ повторения формируемых импульсных сигналов $u_{вых\ 1,\ 2}(t)$ соответствует частоте $f_{вх}$ входного сигнала $\Delta U_{упр}$ ($f_{вых\ 1,\ 2} = f_{вх}$).

5.3. Многофункциональный ПП и варианты схем его применения

Многофункциональный ПП (МФПП) [132, 206] и некоторые варианты схем его включения показаны на рис. 89–97.

МФПП, показанные на рис. 89–96, отличается от ПП показанного на рис. 88 тем,

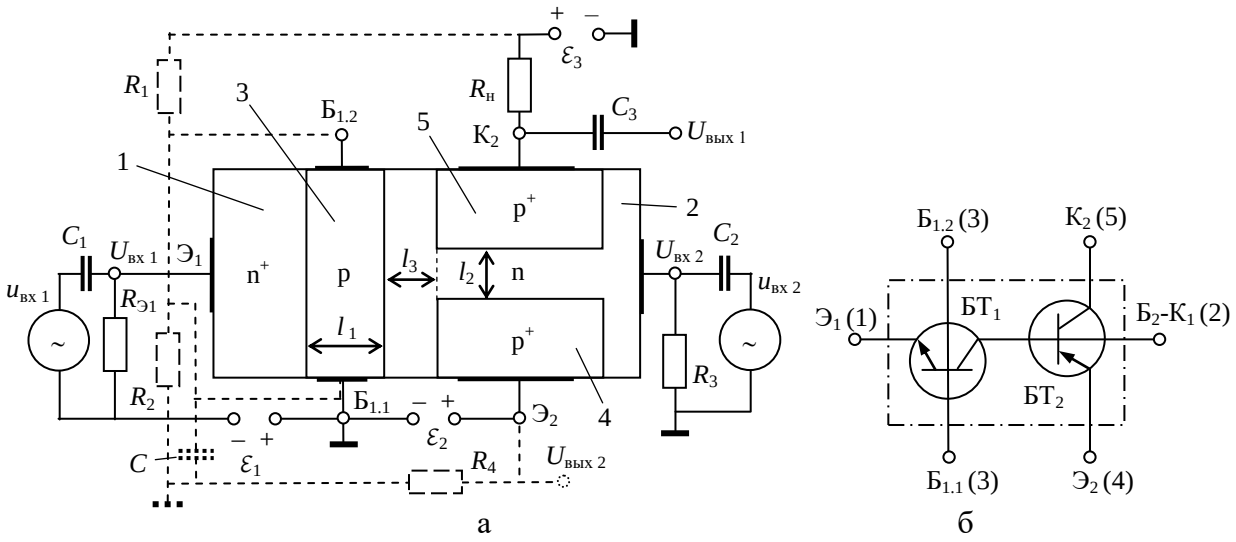


Рис. 89. Принципиальная электрическая схема включения МФПП в качестве усилителя с большим коэффициентом усиления (а) и эквивалентное обозначение МФПП (б), здесь и далее цифрами обозначено: 1, 2, 3 – эмиттер ($Э_1$), коллектор ($К_1$) и база ($Б_1$) $БТ_1$, соответственно; 4, 5 – эмиттер ($Э_2$) и коллектор ($К_2$) $БТ_2$, базой ($Б_2$) которого служат область 2

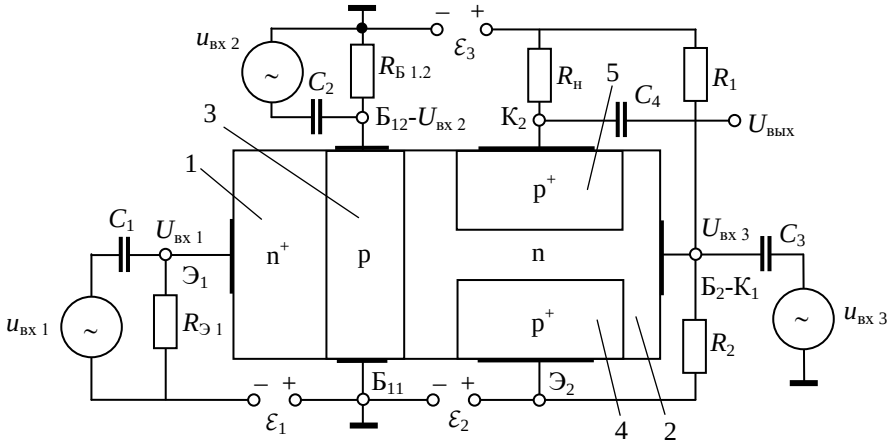


Рис. 90. Принципиальная электрическая схема включения МФПП в качестве преобразователя сигналов $u_{вх\,(1–3)}(t)$ с одновременным их усилением на биполярном транзисторном эффекте ($БТ_{1,\,2}$), здесь дополнительно включены источники $U_{вх\,2}$ и $U_{вх\,3}$ входных сигналов

что, с целью повышения функциональных возможностей МФПП, толщина l_1 полупроводникового слоя 3 и расстояние l_2 между полупроводниковыми областями 4 и 5 выполнены меньше диффузионной длины $L_{d\ (p,\ n)}$ ННЗ в слое 3 и в области 2, соответственно. Расстояние l_3 расположения областей 4 и 5 от слоя 3 выполнено меньше половины максимальной толщины $d_{pn\ max}$ ООЗ p-n перехода между областями 3 и 2. Функциональные возможности предложенного МФПП раскрываются при его использовании в различных электронных схемах, некоторые варианты которых, из множества возможных, представлены ниже.

Пример включения МФПП в качестве усилителя с большим коэффициентом усиления и возможностью смешивания двух входных сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}(t)$ показан на рис. 89, а, где также представлено эквивалентное обозначение МФПП (б).

Из рис. 89, а, видно, что омический контакт к области 1 является первым входом $U_{вх\ 1}$ схемы, а омический контакт к области 2 является вторым входом $U_{вх\ 2}$ схемы, причем

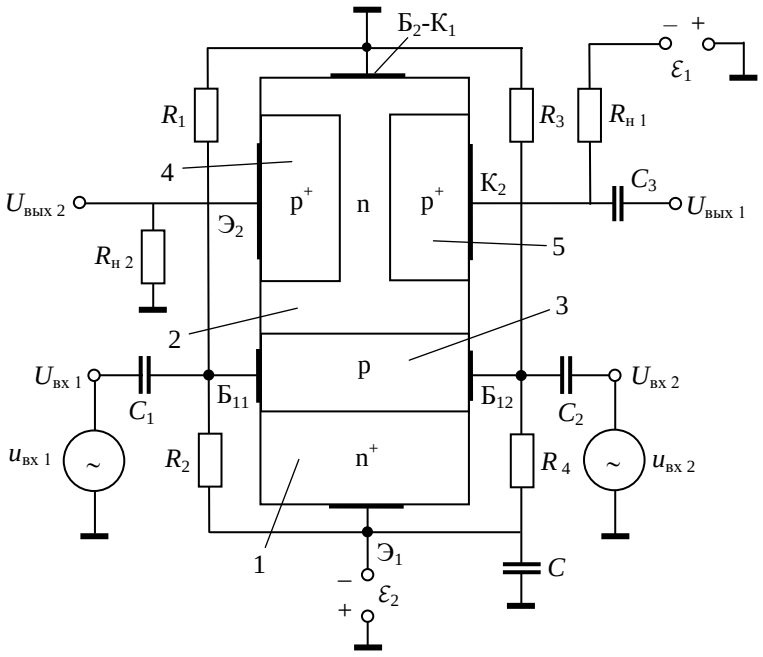


Рис. 91. Принципиальная электрическая схема включения МФПП в качестве преобразователя сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}(t)$ с одновременным использованием его как усилителя с большим коэффициентом усиления на биполярном транзисторном эффекте ($БТ_{1,\ 2}$)

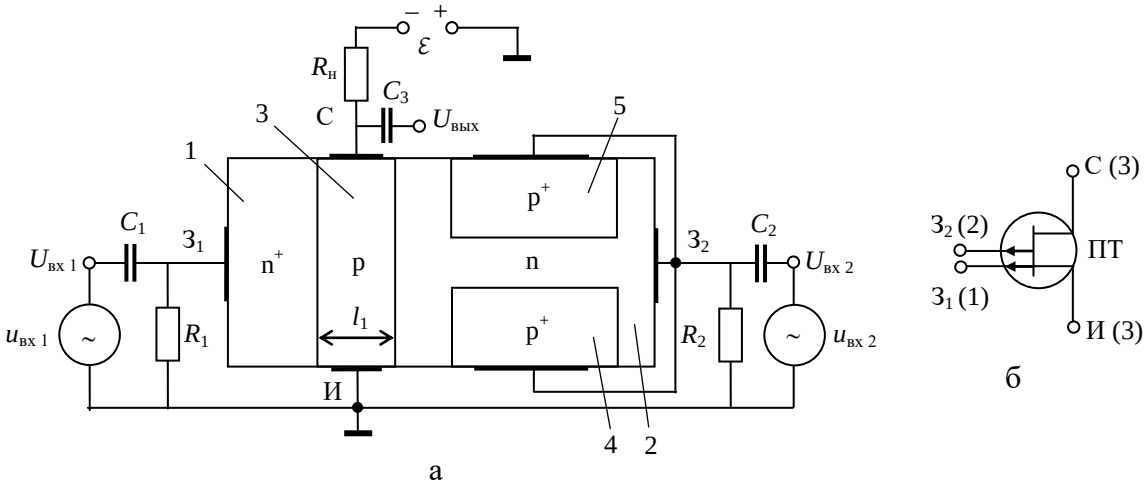


Рис. 92. Принципиальная электрическая схема включения МФПП в качестве преобразователя сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}(t)$ с одновременным их усилением на полевом транзисторном эффекте (а) и эквивалентное обозначение МФПП (б)

омические контакты к областям 5 и 4 являются основным и дополнительным выходами $U_{вых\ 1}$ и $U_{вых\ 2}$ устройства, соответственно. Сущность других соединений, показанных на рис. 89, сводится к тому, что области 1, 3 и 2 выполняют функцию первого $БТ_1$, например, n-p-n типа, где область 1 – эмиттер ($Э_1$), область 2 – коллектор ($К_1$) и область 3 – база ($Б_1$). При этом области 4, 5 и 2 выполняют функцию второго $БТ_2$ p-n-p типа проводимости, где область 2 – база ($Б_2$), область 5 – коллектор ($К_2$) или эмиттер ($Э_2$), а область 4, наоборот – эмиттер ($Э_2$) или коллектор ($К_2$), причем в рассматриваемом устройстве $БТ_1$ включен по схеме с ОБ с соответствующими источниками напряжений $\mathcal{E}_1$ и $\mathcal{E}_2$ смещения и питания, нагрузкой которой служат структура $БТ_2$, включенного по схеме с ОЭ или с ОК, в зависимости от выбора областей 4 и 5 в качестве или эмиттера ($Э_2$), или коллектора ($К_2$),

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

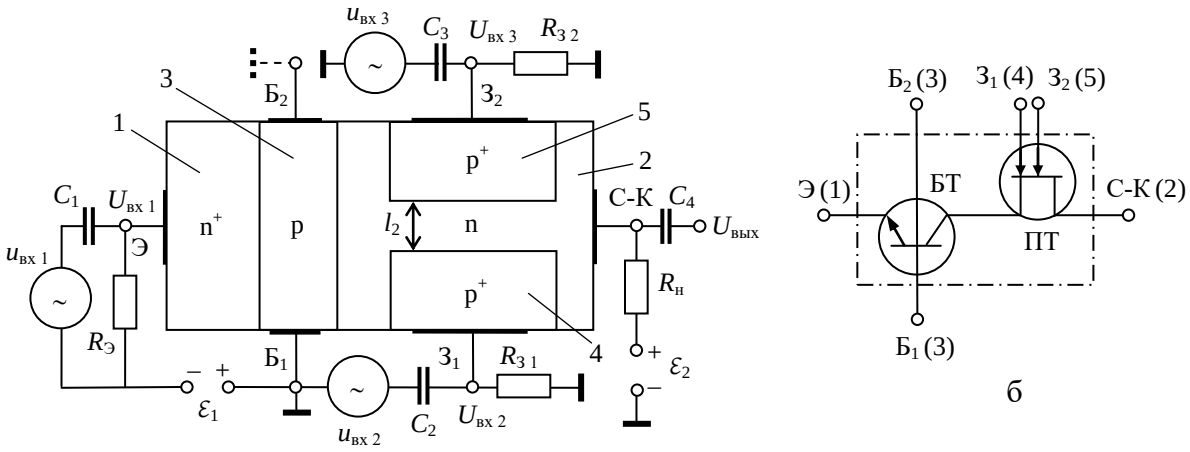


Рис. 93. Принципиальная электрическая схема включения МФПП в качестве преобразователя сигналов $u_{вх\ (1–3)}(t)$ с одновременным их усилением на биполярном и полевом транзисторных эффектах (а) и эквивалентное обозначение МФПП (б)

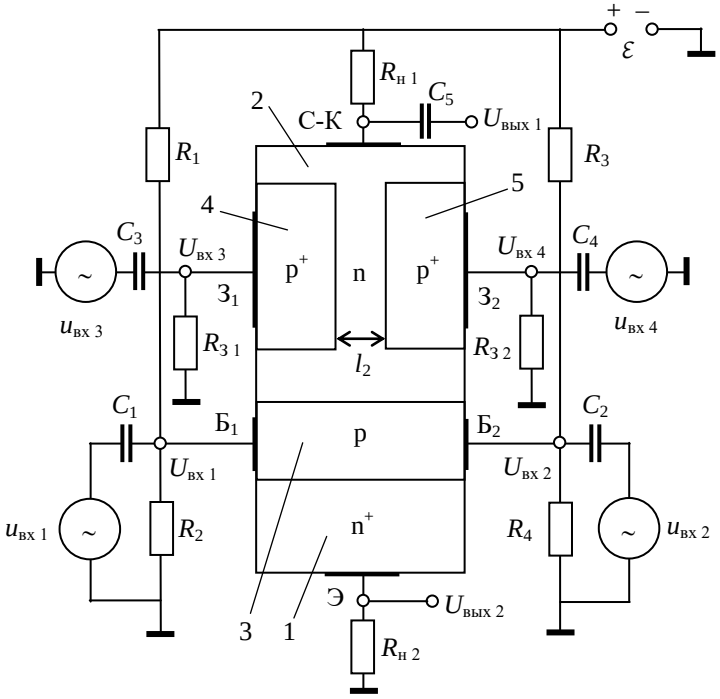


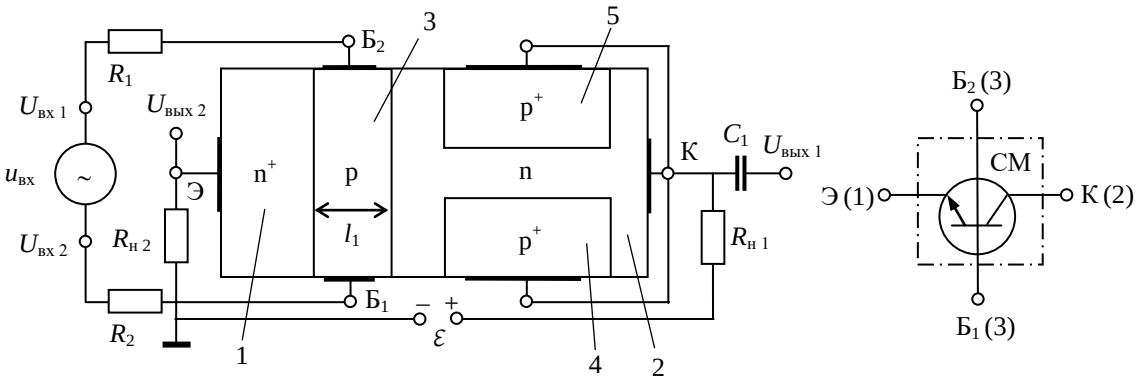
Рис. 94. Принципиальная электрическая схема включения МФПП в качестве преобразователя сигналов $u_{вх\ (1–4)}(t)$ с одновременным их усилением на биполярном и полевом транзисторных эффектах с четырьмя независимыми входами $U_{вх\ (1–4)}$

нагрузкой которого служат к источнику напряжения $\mathcal{E}_3$ питания подключенный резистор $R_н$ – основной выход $U_{вых\ 1}$ устройства. В рассматриваемой схеме область 2 через резистор R_3 соединена с ОШ и и служат дополнительным входом $U_{вх\ 2}$ устройства. Общий коэффициент h^*_{21} усиления выходного тока $i_{вых\ 1}(t)$ на выходе $U_{вых\ 1}$, при подаче входного сигнала $u_{вх\ 1}(t)$ на вход $U_{вх\ 1}$, в данном устройстве определяется выражением:

$$h^*_{21} = h_{21\ b\ (1)} \cdot h_{21\ e\ (2)} \cong h_{21\ e\ (2)}, \qquad (136)$$

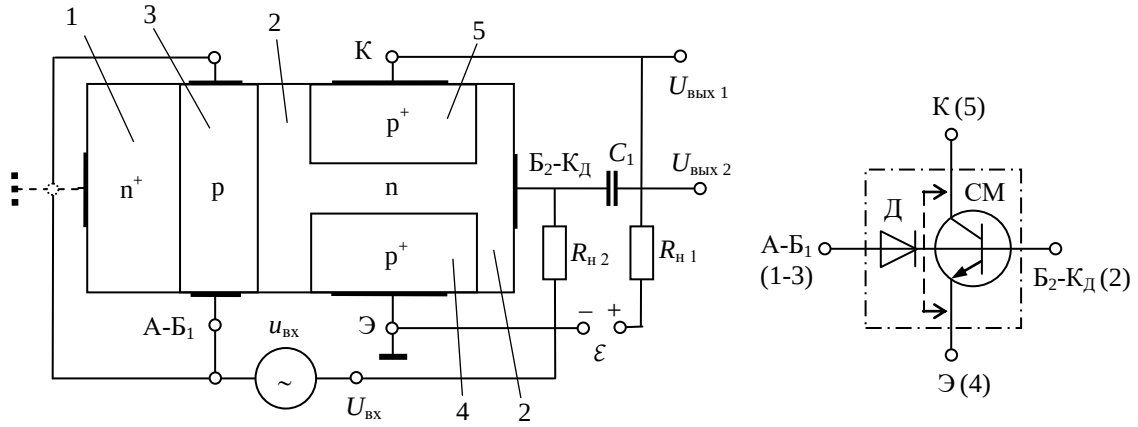
здесь $h_{21\ b\ (1)}$ – для $БТ_1$, а $h_{21\ e\ (2)}$ – для $БТ_2$.

Общий дифференциальный коэффициент $K_{u\ 1}$ усиления напряжения на выходе



а б

Рис. 95. Принципиальная электрическая схема включения МФПП в качестве формирователя видеоимпульсов из входного гармонического сигнала $\boldsymbol{U}_{\text{вх}}$, например, синусоидальной формы: $u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх o}} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{вх}} \cdot t)$ (а), на эффекте СМ, и эквивалентное обозначение МФПП (б)



а б

Рис. 96. Принципиальная электрическая схема включения МФПП в качестве формирователя видеоимпульсов из входного гармонического сигнала $\boldsymbol{U}_{\text{вх}}$, например, синусоидальной формы: $u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх o}} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{вх}} \cdot t)$, на эффекте СМ, с двумя независимыми выходами $U_{\text{вых 1}}$ и $U_{\text{вых 2}}$ (а), и эквивалентное обозначение МФПП (б)

$U_{\text{вых 1}}$ определяется выражением:

$$K_{\text{u 1}} = U_{\text{o вых 1}} / U_{\text{o вх 1}} \cong S_1 \cdot S_2 \cdot R_{\text{вх 2 (e)}} \cdot R_{\text{н}}, \qquad (136\text{а})$$

здесь: $U_{\text{o вх 1}}$ – амплитуда входного сигнала $u_{\text{вх 1}}(t)$; $U_{\text{o вых 1}}$ –амплитуда выходного сигнала $u_{\text{вых 1}}(t)$; $R_{\text{вх 2 (e)}}$ – входное сопротивление БТ_2 МФПП, соответствующее схеме с ОЭ, и составляет (10–200) кОм; S_1 и S_2 – крутизна БТ_1 и БТ_2, соответственно, и отсюда при: $R_{\text{н}} = 10$ кОм, $R_{\text{вх 2 (e)}} = 100$ кОм и $S_{1,\,2} = 1$ мА /26 мВ $\cong$ 38,5 мА /В, имеем $K_{\text{u 1}} \cong 3{,}8 \cdot 10^4$.

Коэффициент $K^*_{\text{u 1}}$ усиления напряжения на выходе $U_{\text{вых 1}}$ устройства (рис. 89, а) при подаче входного сигнала $u_{\text{вх 2}}(t)$ на вход $U_{\text{вх 2}}$, определяется выражением следующего вида:

$$K^*_{\text{u 1}} = U_{\text{o вых 1}} / U_{\text{o вх 2}} \cong S_2 \cdot R_{\text{н}}, \qquad (137)$$

здесь $U_{\text{o вх 2}}$ – амплитуда входного сигнала $u_{\text{вх 2}}(t)$, и отсюда, при тех же параметрах, имеем $K^*_{\text{u 1}} \cong 385$.

Здесь отметим, что усиление мощности в данном устройстве на рис. 89, а, получается значительно больше, нежели в каскадном включении двух отдельных $\text{БТ}_{1,\,2}$ по

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

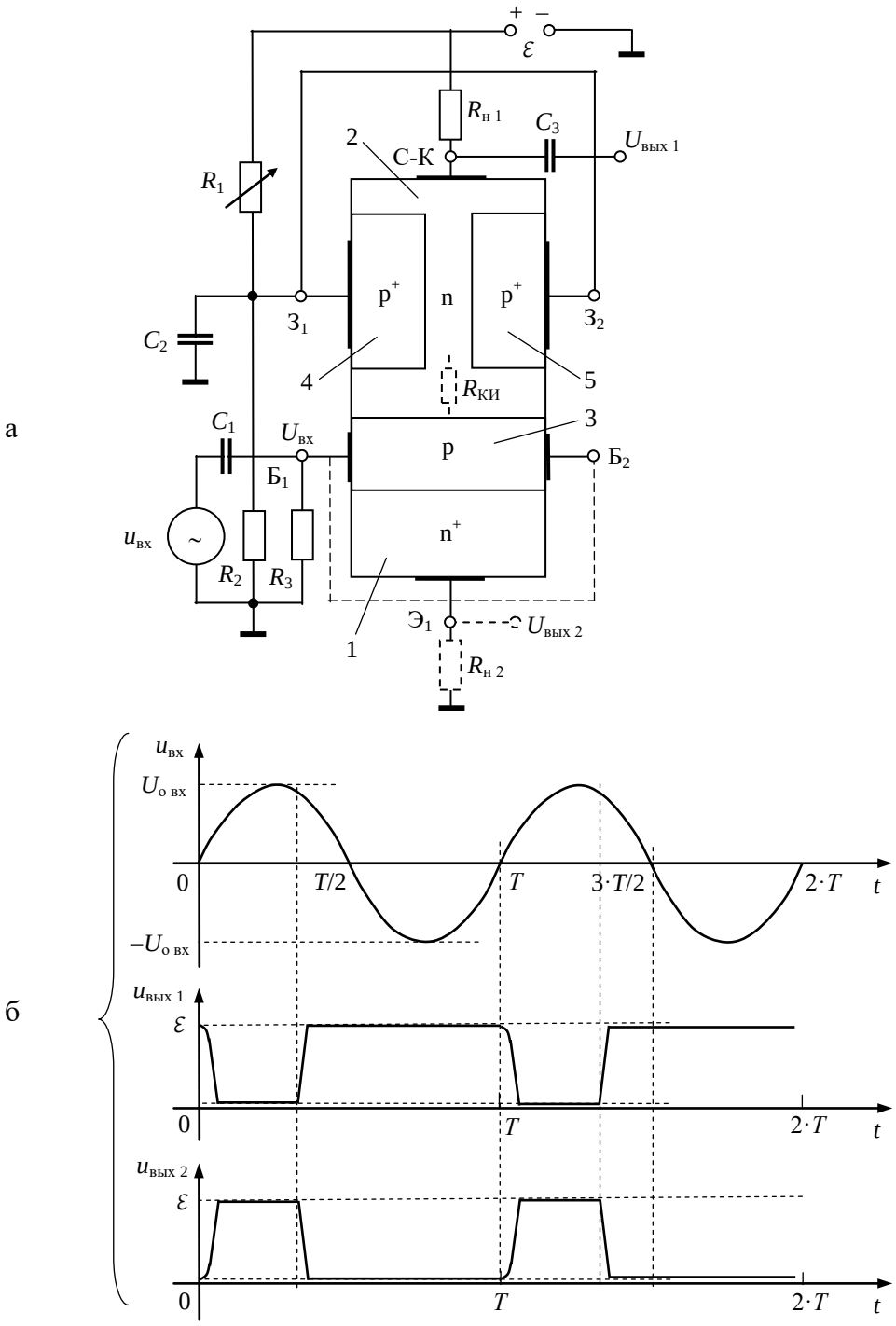


Рис. 97. Принципиальная электрическая схема включения МФПП в качестве формирователя видеоимпульсов из входного гармонического сигнала $\boldsymbol{U}_{вх}$, например, синусоидальной формы: $u_{вх}(t) = U_{вх\,о}\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f_{вх}\cdot t)$, с эквивалентной схемой МФПП, показанной на рис. 93, б, и временные диаграммы (б), поясняющие работу МФПП

той же схеме – с ОБ-ОЭ или с ОБ-ОК, т. к. вся мощность от $БТ_1$ непосредственно усиливается в $БТ_2$, и поэтому нет потерь в цепях соединения. Быстродействие устройства, показанного на рис. 89, а, определяется быстродействием $БТ_2$. Далее отметим, что в схеме на рис 89, а, источники постоянных напряжений $\mathcal{E}_1$ и $\mathcal{E}_2$ могут быть заменены соответствующими резисторами смещения, а именно – к источнику $\mathcal{E}_3$ подключенным резисторным $R_1 \| R_2$ делителем напряжения, определяющем рабочую точку $БТ_1$, а тем самым и $БТ_2$, причем база $БТ_1$ шунтируются конденсатором C на ОШ устройства, и между

эмиттером $Э_2$ и ОШ подключенным резистором R_4, создающем обратное смещение коллекторного p-n перехода $БТ_1$, и служащем нагрузкой дополнительного выхода $U_{вых\ 2}$, что на рис. 89, а, показано пунктирными линиями. При одновременной подаче входных сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}$ на соответствующие входы $U_{вх\ 1,\ 2}$ устройства, на выходах $U_{вых\ 1,\ 2}$ снимаются усиленные выходные сигналы $u_{вых\ 1,\ 2}$, соответственно, параметры которых являются соответствующими комбинациями входных сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}$ и это можно использовать в соответствующих устройствах радиоэлектронной аппаратуры.

Пример включения МФПП в качестве преобразователя сигналов $u_{вх\ (1–3)}\ (t)$ с одновременным их усилением представлен на рис. 90, где все цепи включения, кроме полупроводниковой области 3, соединены по той же схеме, как и на рис. 89, с аналогичной возможностью замены источников напряжения $\mathcal{E}_1$ и $\mathcal{E}_2$ соответствующими резисторами смещения. В рассматриваемом устройстве к дополнительным входам $U_{вх\ 2,\ 3}$ включены дополнительные источники входных сигналов $u_{вх\ 2,\ 3}\ (t)$, соединенные с соответствующими областями 3 и 2, причем полупроводниковая область 5 является выходом $U_{вых}$ рассматриваемого устройства. В данном устройстве тоже используются два БТ – $БТ_1$ с областями 1-3-2 и $БТ_2$ с областями 2-4-5, и с соответствующими функциями назначения. В рассматриваемом устройстве входные сигналы $u_{вх\ 1,\ 2}\ (t)$ усиливаются дважды транзисторными структурами $БТ_1$ и $БТ_2$, а сигнал $u_{вх\ 3}\ (t)$ усиливается один раз структурой $БТ_2$. При этом на выходе $U_{вых}$ устройства снимается определенные комбинации взаимодействия всех сигналов $u_{вх\ (1–3)}\ (t)$, что можно использовать в соответствующих устройствах радиоэлектронной аппаратуры. Здесь отметим, что в предложенном устройстве, показанном на рис. 90, решена проблема развязки между входами $U_{вх\ (1–3)}$.

Второй пример включения МФПП в качестве преобразователя сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}\ (t)$ с одновременным использованием устройства как усилителя с большим коэффициентом усиления, представлен на рис. 91. В данном устройстве тоже используются два БТ: $БТ_1$ – области 1-3-2 и $БТ_2$ – области 4-2-5, с соответствующими функциями назначения, где базовые выводы $БТ_1$ являются независимыми входами $U_{вх\ 1}$ и $U_{вх\ 2}$ устройства, а область 1 и область 5 через резистор $R_{н\ 1}$ нагрузки подключенными к соответствующим источникам напряжений $\mathcal{E}_2$ и $\mathcal{E}_1$ питания, причем область 4 через второй резистор $R_{н\ 2}$ нагрузки подключена к ОШ и при этом области 4-5 являются основным и дополнительным выходами $U_{вых\ 1}$ и $U_{вых\ 2}$ устройства, соответственно. Здесь отметим, что в рассматриваемой схеме при помощи резисторных $R_1 || R_2$ и $R_3 || R_4$ делителей напряжения $\mathcal{E}_1$, подключенных к базовым выводам $Б_{11,\ 12}$ $БТ_1$, можно дополнительно влиять на режим работы структуры $БТ_1$ – без продольного базового тока между выводами $Б_{11,\ 12}$ баз при одинаковых смещающих напряжениях на базах $Б_{11,\ 12}$, или с продольным базовым током между выводами $Б_{11,\ 12}$ баз $БТ_1$ при разных смещающих напряжениях на этих базах $Б_{11,\ 12}$. Таким образом, в рассматриваемой схеме на рис. 91, как и в схеме на рис. 90, сигналы $u_{вх\ 1,\ 2}\ (t)$ усиливаются дважды на выходах $U_{вых\ 1,\ 2}$. При этом сигналы $u_{вых\ 1,\ 2}\ (t)$ на соответствующих выходах $U_{вых\ 1,\ 2}$ имеют определенные комбинации входных сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}\ (t)$, что тоже можно использовать в соответствующих устройствах радиоэлектронной аппаратуры. Здесь отметим, что в данном устройстве тоже решена проблема развязки входов $U_{вх\ 1,\ 2}$.

Третий пример включения МФПП в качестве преобразователя сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}\ (t)$ с одновременным их усилением на полевом транзисторном эффекте, показан на рис. 92, а, где тоже приведена эквивалентная схема МПП (б). Из рис. 92 видно, что сущность предложенных соединений сводится к тому, что полупроводниковые области 1, 3 и 2 выполняют функцию ПТ с нормально открытым каналом 3: области 1 и 2 – независимые p-n затворы $З_{1,\ 2}$, которые с соответствующими резисторами R_1 и R_2 смещения, подключенными к ОЩ устройства, являются входами $U_{вх\ 1}$ и $U_{вх\ 2}$ устройства, а область 3 – канал структуры ПТ. При этом оптимальное требование к толщине l_1 слоя 3 определяется условием – $L_{d\ (p,\ n)} < l_1 < d_{pn\ max}$. Один вывод области 3, например, исток И заземлен, а другой вывод – сток С соединен с резистором $R_н$ нагрузки, подключенным к

источнику напряжения $\mathcal{E}$ питания, и является выходом $U_{\text{вых}}$ устройства. Таким образом данное устройство работает как ПТ с двумя затворами $З_{1,\,2}$, включенном по схеме с ОИ, и на выходе $U_{\text{вых}}$ имеем сигнал $u_{\text{вых}}\,(t)$ с определенной комбинацией входных сигналов $u_{\text{вх}\ 1,\ 2}\,(t)$, подаваемых через соответствующие разделительные конденсаторы $C_{1,\,2}$. Это свойство тоже можно использовать в соответствующих устройствах радиоэлектронной аппаратуры и здесь тоже решена проблема развязки входов $U_{\text{вх}\ 1,\,2}$.

Четвертый пример включения МФПП в качестве преобразователя сигналов $u_{\text{вх}\ (1–3)}\,(t)$ с одновременным их усилением на биполярном и полевом транзисторных эффектах показан на рис. 93, а, где также приведена эквивалентная схема МФПП (б). Из рис. 93 видно, что сущность предложенных соединений сводится к тому, что области 1-3-2 выполняют функцию БТ: область 1 – эмиттер Э, служащая входом $U_{\text{вх}\ 1}$; область 2 – коллектор К, служащий выходом $U_{\text{вых}}$ устройства; область 3 – база Б. Области 4-2-5 выполняют функцию ПТ с нормально открытым или закрытым каналом 2: области 4 и 5 являются независимыми p-n затворами $З_{1,\,2}$, служащими входами $U_{\text{вх}\ 2}$ и $U_{\text{вх}\ 3}$, а область 2 – канал ПТ, служащий выходом $U_{\text{вых}}$ устройства. При этом оптимальное требование к расстоянию l_2 между областями 4 и 5 в слое 2 определяется условием – $d_{\text{pn}\ \text{o}} < l_2 < d_{\text{pn max}}$, для открытого канала, и $l_2 < d_{\text{pn}\ \text{o}}$ – нейтральная толщина, для закрытого канала. Структура БТ включена по схеме с ОБ, а ПТ – по схеме с ОИ, что обеспечивает сравнительно большое усиление и широкополостность устройства. Таким образом в данном устройстве ПТ работает с двумя затворами $З_{1,\,2}$, включенном по схеме с ОИ, и на выходе $U_{\text{вых}}$ имеем сигнал $u_{\text{вых}}\,(t)$ с определенной комбинацией входных сигналов $u_{\text{вх}\ (1–3)}\,(t)$, что тоже можно использовать в соответствующих устройствах радиоэлектронной аппаратуры и здесь тоже решена проблема развязки входов $U_{\text{вх}\ (1–3)}$.

Пятый пример включения МФПП в качестве преобразователя сигналов $u_{\text{вх}\ (1–4)}\,(t)$ с одновременным их усилением на биполярном и полевом транзисторных эффектах с четырьмя независимыми входами $U_{\text{вх}\ (1–4)}$, представлен на рис. 94, где рабочие функции областей МФПП те же, что и МФПП в схеме на рис. 93. В данном устройстве БТ – 1-3-2 включен по схеме с ОЭ и с двумя независимыми цепями управления базы, как и в схеме, показанной на рис. 91, а, причем двухзатворный нормально открытый ПТ – 4-2-5 включен по схеме с ОИ, что тоже обеспечивает большое усиление и широкополостность устройства. Здесь тоже на выходах $U_{\text{вых}\ 1,\ 2}$ имеем соответствующие сигналы $u_{\text{вых}\ 1,\ 2}$ с определенной комбинацией входных сигналов $u_{\text{вх}\ 1,\ 2}\,(t)$ на выходе $U_{\text{вых}\ 1}$, и $u_{\text{вх}\ (1–4)}\,(t)$ на выходе $U_{\text{вых}\ 2}$, что тоже можно использовать в соответствующих устройствах радиоэлектронной аппаратуры, и здесь тоже решена проблема развязки входов $U_{\text{вх}\ (1–4)}$.

Пример включения МФПП в качестве ПФИ из входного гармонического сигнала $\boldsymbol{U}_{\text{вх}}$, например, синусоидальной формы – $u_{\text{вх}}\,(t) = U_{\text{вх}\ \text{o}} \cdot \sin\,(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{вх}} \cdot t)$, показан на рис. 95, а, где также приведена эквивалентная схема МФПП (б). Из рис. 95 видно, что сущность предложенных соединений сводится к тому, что области 1-3-2 выполняют функцию СМ, к базовым выводам $Б_{1,\,2}$ – входам $U_{\text{вх}\ 1,\,2}$ которого через резисторы $R_{1,\,2}$ развязки подключен источник входного сигнала $u_{\text{вх}}\,(t)$, а выходные сигналы $u_{\text{вых}\ 1,\,2}\,(t)$ снимаются с контактов К и Э – выходов $U_{\text{вых}\ 1,\ 2}$ к соответствующим областям 2 и 1 МФПП. Влияние полупроводниковых областей 4 и 5 на работу рассматриваемого ПФИ исключено их коротким замыканием между собой и областью 2, а также их коротким замыканием с выходом $U_{\text{вых}\ 1}$. При помощи резисторов R_1 и R_2 уменьшается влияние биполярного транзисторного (БТ) эффекта на работу СМ, а также с этой целью толщина $l_{\ 1}$ слоя 3 должна удовлетворят условие $l_1 > L_{\text{d}\ (\text{p},\ \text{n})}$ – диффузионная длина ННЗ в области 3, и одновременно должна удовлетворят условие $l_1 < d_{\ \text{pn max}}$ – условие работоспособности структуры СМ.

Устройство, показанное на рис. 95, а, работает так.

При поступлении входного сигнала $u_{\ \text{вх}}\,(t)$, через базу 3 СМ протекает входной ток $i_{\text{вх}}\,(t) = I_{\text{o вх}} \cdot \sin\,(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{вх}} \cdot t)$ и при условии $I_{\text{o вх}} \geq I_{\text{BB s}}$ – ток переключения СМ, в области 3 происходит смыкание ООЗ p-n переходов между областями 1-3 и 3-2, и при этом во

выходной цепи – источник напряжения $\mathcal{E}$ питания, резисторы $R_{н\ 1,\ 2}$ нагрузки и области 1-3-2, протекает выходной ток $i_{вых}(t)$, а на выходах $U_{вых\ 1,\ 2}$ снимаются ВИ – $u_{вых\ 1,\ 2}(t) \cong$ $\cong i_{вых}(t)\cdot R_{н\ 1,\ 2}$, соответственно, с противоположной полярностью, частота $f_{вых\ 1,\ 2}$ повторения которых в два раза больше частоты $f_{вх}$ входного сигнала $u_{вх}(t)$ ($f_{вых\ 1,\ 2} = 2\cdot f_{вх}$).

Второй пример включения МФПП в качестве ПФИ из входного гармонического сигнала $\boldsymbol{U}_{вх}$, например, синусоидальной формы – $u_{вх}(t) = U_{о\ вх}\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f_{вх}\cdot t)$, с двумя независимыми выходами $U_{вых\ 1,\ 2}$, показан на рис. 96, а, где также представлена эквивалентная схема МФПП (б). В этом устройстве используется принцип смыкания ООЗ p-n переходов между областями 4-2 и 5-2 при помощи рядом находящегося другого ООЗ p-n перехода между областями 3 и 2. Также возможен принцип работы с использованием функции СМ в структуре 4-2-5, как и в структуре 1-3-2 в устройстве на рис. 95. В этом случае требования к структуре 4-2-5 те же, что и в структуре 1-3-2 (рис. 95).

В первом случае рассматриваемое устройство (рис. 96) работает так.

При поступлении полуволны входного сигнала $u_{вх}(t) = U_{о\ вх}\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f_{вх}\cdot t)$ с обратно смещающей p-n переход 3-2 полярностью, ООЗ этого перехода расширяется в область 2 и при $U_{о\ вх} \geq U_{см}$ – напряжение смыкания ООЗ p-n перехода 3-2 и p-n переходов 4-2 и 5-2 областей 4 и 5, соответственно, все упомянутые ООЗ p-n переходов между упомянутыми областями смыкаются, причем на сравнительно низких частотах входной ток $i_{вх}(t) \approx 0$, т. к. эквивалентный диод Д, отображающий p-n переход между областями 2-3, включен в обратном направлении. При этом в выходной цепи – источник напряжения $\mathcal{E}$ питания, закороченные области 4-5 и резистор $R_{н\ 1}$ нагрузки, протекает выходной ток $i_{вых\ 1}(t)$ и на выходе $U_{вых\ 1}$ снимается ВИ – выходной сигнал $u_{вых\ 1}(t) \cong i_{вых\ 1}(t)\cdot R_{н\ 1}$. Частота $f_{вых\ 1}$ повторения этих импульсов равна частоте $f_{вх}$ входного сигнала $u_{вх}(t)$. При поступлении полуволны входного сигнала $u_{вх}(t)$ с полярностью прямо смещающей p-n переход 3-2, входной ток $i_{вх}(t) > 0$, т. к. эквивалентный диод Д включен в прямом направлении. В данном случае ток $i_{вх}(t) \cong I_{о\ вх}\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f_{вх}\cdot t)$ протекает по цепи – открытый p-n переход 3-2, область 2, дополнительный резистор $R_{н\ 2}$ нагрузки. При этом на дополнительном выходе $U_{вых\ 2}$ снимается выходной сигнал $u_{вых\ 2}(t)$ – выпрямленный входной сигнал $u_{вх}(t)$, соответствующий однополярному ВИ с огибающей, по форме близкой к полуволне гармонического входного сигнала $u_{вх}(t)$, и с амплитудой $I_{о\ вых} \cong I_{о\ вх}$. При этом на основном выходе $U_{вых\ 1}$ выходной сигнал $u_{вых\ 1}(t) = 0$, при условии $I_{о\ вх} < I_{ВВ\ s}$ – ток смыкания ООЗ p-n переходов 4-2 и 5-2 в области 2.

Если в рассматриваемом устройстве на рис. 96 амплитуда $I_{о\ вх}$ входного тока $i_{вх}(t)$ прямо смещенного диода Д обеспечивает условие $I_{о\ вх} \geq I_{ВВ\ s}$, то в этом случае имеем второй режим работы рассматриваемого устройства. В этом случае, во время поступления полуволны входного сигнала $u_{вх}(t)$ с полярностью прямо смещающей p-n переход 3-2, на выходе $U_{вых\ 1}$ тоже формируются ВИ. При этом частота $f^{*}_{вых\ 1}$ повторения выходных ВИ становится вдвое больше частоты $f_{вх}$ входного сигнала $u_{вх}(t)$. Таким образом, путем изменения амплитуды $U_{о\ вх}$ входного сигнала $u_{вх}(t)$, на выходе $U_{вых\ 1}$ достигается скачкообразное изменение частоты повторения выходного сигнала $u_{вых\ 1}(t)$ типа ВИ, чем обеспечивается расширение функциональных возможностей предложенного ПФИ, т. к. он может быть использован в качестве манипулятора частоты $f_{вых\ 1} = f_{вх}$ или $f^{*}_{вых\ 1} = 2\cdot f_{вх}$ выходного сигнала $u_{вх}(t)$. Здесь отметим, что источник входного сигнала $u_{вх}(t)$ может быть развязан от ОШ устройства или заземлен, что на рис. 96 показано пунктирными линиями соединений.

Третий пример включения МФПП в качестве ПФИ из входного гармонического сигнала $u_{вх}(t)$ с использованием биполярного (БТ) и полевого (ПТ) транзисторных эффектов показан на рис. 97, а, где МФПП работает по эквивалентной схеме, показанной на рис. 93, б. В данном устройстве БТ – 1-3-2 включен по схеме с ОЭ, а двухзатворный нормально открытый ПТ – 4-2-5 включен по схеме с общим затвором (ОЗ), что тоже обеспечивает большое усиление и широкополостность устройства. В рассматриваемой схеме ПФИ входной гармонический сигнал $\boldsymbol{U}_{вх}$, например, синусоидальный сигнал $u_{вх}(t) =$

= $U_{\text{о вх}}\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f_{\text{вх}}\cdot t)$ подается на вход $U_{\text{вх}}$ устройства, которым служат омический контакт $Б_1$ или оба вместе соединенные контакты $Б_{1,\,2}$ области 3 – база структуры БТ, причем область 1 выполняет функцию эмиттера Э, который непосредственно или через дополнительный резистор $R_{\text{н}\ 2}$ нагрузки – дополнительный выход $U_{\text{вых}\ 2}$ устройства, соединен с ОШ устройства. Основным выходом $U_{\text{вых}\ 1}$ устройства является омический контакт С-К к области 2 – сток С структуры ПТ и одновременно коллектор К структуры БТ, который через резистор $R_{\text{н}\ 1}$ нагрузки соединен с источником напряжения $\mathcal{E}$ питания, к которому подключен регулируемый резисторный $R_1\|R_2$ делитель напряжения $\mathcal{E}$, соединенный с контактами $З_1$ и $З_2$ областей 4 и 5 – затворами $З_{1,\,2}$ структуры ПТ.

ПФИ, показанный на рис. 97, а, работает следующим образом.

Включается источник напряжения $\mathcal{E}$ питания и p-n переходы 2-3, 2-4 и 2-5 смещаются в обратном направлении, чем обеспечивается нормальная работа структуры БТ в схеме с ОЭ, а структуры ПТ – в схеме с ОЗ, причем с этой целью затворы $З_1$ (4) и $З_2$ (5) через конденсатор C_2 соединены с ОШ устройства. При отсутствии водного сигнала – $u_{\text{вх}}(t) = 0$, структура БТ – 1-3-2 находится в нормально закрытом состоянии, что обеспечивается резистором R_3 утечки, включенном между базой $Б_1$ (3) – входом $U_{\text{вх}}$ и ОШ устройства, причем базовый вывод $Б_2$ может быть свободным или соединенным с выводом $Б_2$, а структура ПТ– 4-2-5 тоже находится в нормально закрытом состоянии, что обеспечивается при помощи регулируемого резисторного $R_1\|R_2$ делителем напряжения $\mathcal{E}$, при помощи которого напряжение $U_З$ на затворах $З_{1,\,2}$ (4), (5) устанавливается меньше напряжения $\mathcal{E}$ из условие $(\mathcal{E} - U_З) \geq U_{\text{s}}$. При поступлении полуволны входного сигнала $u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{о вх}}\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f_{\text{вх}}\cdot t)$ с полярностью прямо смещающей p-n переход 3-1 – эмиттер Э БТ, в данном случае с положительной полярностью (рис. 97, б), структура n^+-p-n БТ “открывается” и в выходной цепи – область 2 и резистор $R_{\text{н}\ 1}$ нагрузки протекает выходной ток $i_{\text{вых}}(t)$. При этом напряжение на коллекторе-истоке (К-И) структур БТ и ПТ, т. е. в части области 2, расположенной в непосредственной близости к области 3, что на рис. 97, а, показано резистором $R_{\text{КИ}}$ с штриховыми линиями, с первоначального значения $\mathcal{E}$ уменьшается на величину $\Delta\mathcal{E} = i_{\text{вых}}(t)\cdot R_{\text{КИ}}$, из-за чего на ту же величину относительно истока И уменьшается и напряжение $(U_З - \Delta\mathcal{E})$ на затворах $З_{1,\,2}$ (4), (5) структуры ПТ. Вследствие этого структура ПТ “приоткрывается” и из-за этого выходной ток $i_{\text{вых}}(t)$ дополнительно увеличивается $(i_{\text{вых}}(t) + \Delta i_{\text{вых}})$, и т. д., а это приводит к более резкому возрастанию выходного тока $i_{\text{вых}}(t)$ при включении МФПП, и более резкому уменьшению выходного тока $i_{\text{вых}}(t)$, при выключении МФПП. Таким образом, в предложенном устройстве (рис. 97, а) действует динамическая положительная обратная связь. Из-за наличия в выходной ВАХ структуры ПТ участка с $i_{\text{С}}(U_{\text{СИ}}) = \text{const}$, на выходе $U_{\text{вых}\ 1}$ устройства наблюдается сравнительно качественное ограничение положительной полуволны входного гармонического сигнала $u_{\text{вх}}(t)$, что позволяет на выходе $U_{\text{вых}\ 1}$ устройства формировать плоскую вершину ВИ без использования сравнительно некачественных формирующих свойств структуры БТ в рабочей области насыщения. При поступлении полуволны входного гармонического сигнала $u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{о вх}}\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f_{\text{вх}}\cdot t)$ с полярностью обратно смещающей p-n переход 3-1 – эмиттер Э структуры БТ, в данном случае с отрицательной полярностью (рис. 97, б), структура n-p-n БТ “закрывается” и выходной ток $i_{\text{вых}}(t) \approx 0$, а на выходе $U_{\text{вых}\ 1}$ выходное напряжение $u_{\text{вых}\ 1}(t) \cong \mathcal{E}$. Таким образом, в предложенном ПФИ имеем внутреннюю динамическую положительную обратную связь, под действием которой МФПП бистро переключается из “открытого” в “закрытое” состояния, и наоборот, и на выходе $U_{\text{вых}\ 1}$ устройства формируется более крутые фронта ВИ с противоположной полярностью входному сигналу $u_{\text{вх}}(t)$, причем частота $f_{\text{вых}} = f_{\text{вх}}$, а амплитуда $U_{\text{о вых}\ 1} >> U_{\text{о вх}}$, т. е. имеем значительное усиление. Кроме того, плоская часть формируемых ВИ на выходе $U_{\text{вых}\ 1}$ сохраняет качество на более высокие частоты $f_{\text{вх}}$, причем амплитуда $U_{\text{о вых}\ 1}$ выходных сигналов $u_{\text{вых}\ 1}(t)$ изменяется путем изменение напряжение $U_З$ на затворах $З_{1,\,2}$ (4) (5) при помощи регулируемого

резисторного $R_1||R_2$ делителя напряжения $\mathcal{E}$. Здесь отметим, что в предложенном ПФИ можно использовать и другой – дополнительный выход $U_{\text{вых }2}$, который осуществляется включением дополнительного резистора $R_{\text{н }2}$ нагрузки к омическому контакту Э области 1 – эмиттеру Э структуры БТ, что показано на рис. 97, а, штриховыми линиями. При этом на выходе $U_{\text{вых }2}$ полярность формируемых ВИ соответствует полярности $u_{\text{вх}}(t)$ и поэтому противоположна полярности ВИ на выходе $U_{\text{вых }1}$, что иллюстрируется временными диаграммами на рис. 97, б.

Далее отметим, что кроме применения предложенных структур МФПП в качестве усилителей и ПФИ, имеются большие возможности их применения в различных схемах генераторов сигналов. Различные варианты применения МФПП в качестве генератора сигналов рассмотрены в следующем параграфе.

5.4. Применение МФПП в схемах генераторных устройств

В § 5.3 показали, что предложенный МФПП является шестиполюсником с разными функциональными выводами и обладает значительными усилительными свойствами. Поэтому естественно, что МФПП может быть применен в различных генераторных устройствах, некоторые варианты схем которых показаны на рис. 98.

Первый и второй варианты применения МФПП в качестве генератора [133], показаны на рис. 98, а, б, откуда видно, что показанные варианты применения соответствует эквивалентной схеме МФПП, показанной на рис. 93, б. В рассматриваемых вариантах структура БТ включена по схеме с ОЭ, а структура ПТ – по схеме с ОЗ. Поэтому фаза $\varphi_{\text{С}}$ сигнала $u_{\text{С}}(t)$ на стоке С структуры ПТ отличается на -180^{o} или $-\pi$ рад относительно фазы $\varphi_{\text{Б}}$ сигнала $u_{\text{Б}}(t)$ на базовых выводах $\text{Б}_{1,\,2}$ структуры БТ ($\varphi_{\text{С}} = \varphi_{\text{Б}} - 180^{\text{o}}$). Поэтому в этом случае условие генерации – условие баланса фаз можно реализовать только по цепи осуществления положительной обратной связи – сток С и эмиттер Э применяемого МФПП, например, при помощи цепочки обратной связи, состоящей из частотно-избирательного последовательного (рис. 98, а) или параллельного (рис. 98, б) *LC*- контура. Для этой цели структура БТ включена по схеме с ОЭ и с резистором $R_{\text{н }2}$ нагрузки в цепи эмиттера Э, причем этот резистор $R_{\text{н }2}$ одновременно выполняет дополнительную функцию – второго выхода $U_{\text{вых }2}$ генератора. Первым выходом $U_{\text{вых }1}$ генератора служат сток С структуры ПТ, который через резистор $R_{\text{н }1}$ нагрузки соединен с источником напряжения $\mathcal{E}$ питания, причем на выходах $U_{\text{вых }1,\,2}$ генерируется строго синхронные с одинаковыми фазами $\varphi_{1\,\text{o}} = \varphi_{2\,\text{o}}$ соответствующие сигналы $u_{\text{вых }1,\,2}(t)$. Рабочие точки структур БТ и ПТ устанавливаются при помощи соответствующих резисторных $R_1||R_2$ и $R_3||R_4$ делителей напряжения $\mathcal{E}$, которые подключены к соответствующим первым выводам базы Б_1 и затвора З_1 используемого МФПП. Для обеспечения работы структуры ПТ в схеме с ОЗ на переменном токе, его затвор З_1 заземлен через конденсатор C_4, а выходы $U_{\text{вых }1,\,2}$ имеют разделительные конденсаторы $C_{1,\,2}$, соответственно. В варианте генератора с параллельным *LC*- контуром (рис. 98, б) применены дополнительные разделительные конденсаторы $C_{6,\,7}$ для развязки параллельного *LC*- контура по постоянному току. Поскольку МФПП отличается тем, что транзисторные структуры БТ и ПТ имеют по два управляющие вывода $\text{Б}_{1,\,2}$ и $\text{З}_{1,\,2}$, соответственно, то это позволяет существенно увеличить функциональные возможности генератора, путем введения дополнительных входов $U_{\text{вх М1}}$ и $U_{\text{вх М2}}$ модуляции электрических параметров генерируемых сигналов $u_{\text{вых }1,\,2}(t)$. Первым модуляционным входом $U_{\text{вх М1}}$ является второй затвор З_2 структуры ПТ, а вторым модуляционным входом $U_{\text{вх М2}}$ – второй вывод Б_2 базы структуры БТ, причем входы $U_{\text{вх М}(1,\,2)}$ имеют разделительные конденсаторы $C_{5,\,3}$, соответственно, а затвор З_2 структуры ПТ через резистор R_5 соединен с резисторным $R_3||R_4$ делителем напряжения $\mathcal{E}$. Резисторный $R_3||R_4$ делитель напряжения $\mathcal{E}$ при помощи потенциометра R_4 урегулирован так, чтобы p-n

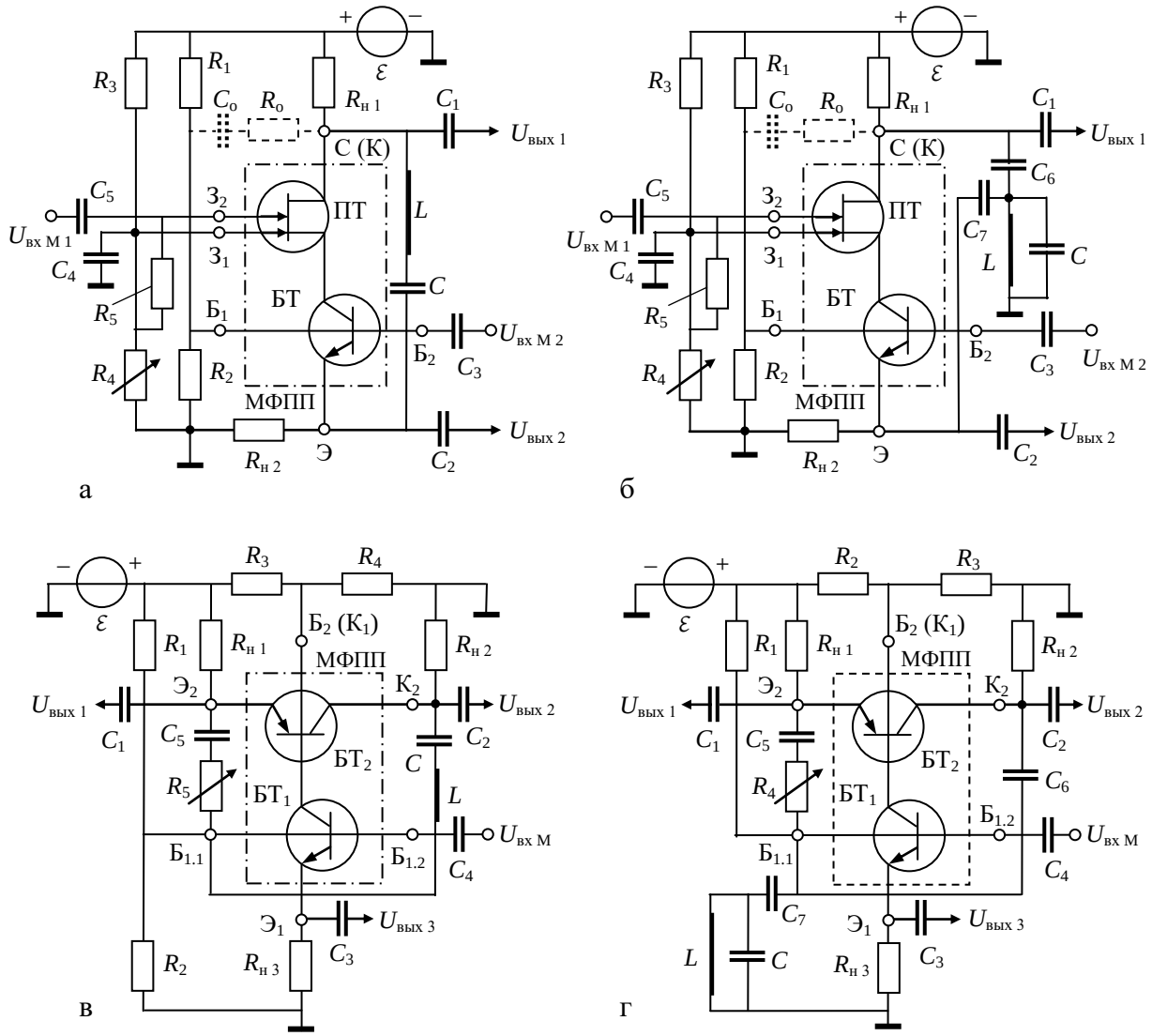


Рис. 98. Принципиальные электрические схемы включения МФПП в качестве генератора сигналов при использовании структуры МФПП с разными структурами БТ и ПТ (а, б), или с двумя структурами $БТ_{1,\,2}$ (в, г)

переходы затворов $З_{1,\,2}$ были в запертом состоянии, а рабочая точка структуры ПТ – в близи середины на нагрузочной линии $R_{н\ 1}$. Аналогично резисторный $R_1||R_2$ делитель напряжения $\mathcal{E}$ подобран так, чтобы p-n переход эмиттера Э был в открытом состоянии, а рабочая точка структуры БТ тоже была в близи середины на нагрузочной линии – $(R_{н\ 1} + R_{н\ 2})$. Другое условие генерации – условие баланса амплитуд устанавливается подбором величин резисторов $R_{н\ 1}$ и $R_{н\ 2}$, а также установкой рабочего режима транзисторных структур БТ и ПТ. В рассматриваемых схемах также имеется возможность создания дополнительной отрицательной обратной связи при помощи последовательной R_oC_o- цепочки, включенной между стоком С и базой $Б_1$, показанной на рис. 98, а, б, штриховыми линиями, что дополнительно позволяет подбором параметров R_oC_o- цепочки создать условие генерации гармонических колебаний, причем частота этих колебаний определяется по формуле – $f_{вых} = 1/(2\cdot\pi\cdot\sqrt{L\cdot C}\,)$. При помощи сигналов $u_{вх\ М(1,\,2)}(t)$ можно на соответствующих выходах $U_{вых\ 1,\,2}$ осуществит соответствующую модуляцию генерируемых сигналов $u_{вых\ 1,\,2}(t) = U_{о\ вых\ 1,\,2}\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f_{вых}\cdot t)$, причем амплитуда $U_{о\ вых\ 1,\,2}$ генерируемых сигналов $u_{вых\ 1,\,2}(t)$ является функцией от модуляционных сигналов $u_{вх\ М(1,\,2)}(t)$ и на выходах $U_{вых\ 1,\,2}$ имеются сигналы $u^{*}_{вых\ 1,\,2}(t)$ с комбинационными частотами $f^{*}_{вых\ 1,\,2}$, определяемыми так:

$$f^{*}_{\text{вых } 1,\,2} = |\pm n\cdot f_{\text{вых}} \pm m_1\cdot f_{\text{вх М } 1} \pm m_2\cdot f_{\text{вх М } 2}|, \qquad (138)$$

здесь: $f_{\text{вх М (1, 2)}}$ – частоты модуляционных сигналов $u_{\text{вх М(1, 2)}}(t)$, соответственно; n, $m_{1,\,2}$ – целые числа – 0, 1, 2, ...

Также при помощи модуляционных сигналов $u_{\text{вх М (1, 2)}}(t)$ можно осуществит амплитудную манипуляцию сигналов $u_{\text{вых 1, 2}}(t)$, путем воздействие на условие баланса амплитуд, что обеспечивает получение радио импульсов на выходах $U_{\text{вых 1, 2}}$ устройства. Далее, подбором частот $f_{\text{вх М (1, 2)}}$ сигналов $u_{\text{вх М (1, 2)}}(t)$ можно получить эффективное резонансное умножение частоты.

Третий и четвертый варианты применения МФПП в качестве генератора показаны на рис. 98, в, г, откуда видно, что показанные варианты применения соответствует эквивалентной схеме МФПП, показанной на рис. 89, б. В рассматриваемых вариантах обе структуры $БТ_{1,\,2}$ включены по схеме с ОЭ и с резисторами $R_{н\,3}$ и $R_{н\,1}$ нагрузки в цепях эмиттеров $Э_{1,\,2}$, соответственно, причем эти резисторы $R_{н\,1,\,3}$ одновременно выполняют функции первого и третьего выходов $U_{\text{вых 1, 3}}$ генератора, соответственно. Коллектор $К_2$ структуры $БТ_2$ тоже соединен с заземленным резистором $R_{н\,2}$ нагрузки, который выполняет функцию второго выхода $U_{\text{вых 2}}$ рассматриваемых устройств. Рабочие точки структур $БТ_{1,\,2}$ устанавливаются при помощи соответствующих резисторных $R_1||R_2$ и $R_3||R_4$ делителей напряжения ε, которые подключены к соответствующим выводам баз $Б_{1.1}$ и $Б_2$ используемого МФПП (рис. 98, в), и токазадающим резистором R_1 и резисторным $R_2||R_3$ делителем напряжения ε в схеме генератора на рис. 98, г. Поскольку в рассматриваемых устройствах структуры $БТ_{1,\,2}$ включены в схемах с ОЭ, то фаза $\varphi_{К\,2}$ сигнала $u_{К\,2}(t)$ на коллекторе $К_2$ структуры $БТ_2$ совпадает с фазой $\varphi_{Б\,1.1}$ сигнала $u_{Б\,1.1}(t)$ на базе $Б_{1.1}$ структуры $БТ_1$ ($\varphi_{К2} = \varphi_{Б\,1.1}$). Поэтому в данном случае условие генерации – условие баланса фаз можно реализовать только по цепи осуществления положительной обратной связи – коллектор $К_2$ и база $Б_{1.1}$ применяемого МФПП, например, при помощи цепочки, состоящей из частотно- избирательного последовательного (рис. 98, в) или параллельного (рис. 98, г) *LC*- контура. В варианте генератора с параллельным *LC*- контуром (рис. 98, г) применены дополнительные разделительные конденсаторы C_6 и C_7 для развязки параллельного *LC*- контура по постоянному току. С той же целью все выходы $U_{\text{вых 1–3}}$ генератора снабжены разделительными конденсаторами C_1, C_2 и C_3, соответственно. В рассматриваемых вариантах генераторов другое условие генерации – осуществление баланса амплитуд устанавливается путем включения цепи с отрицательной обратной связью, например, в схеме на рис. 98, в, R_5C_5- цепочки, а в схеме на рис. 98, г, R_4C_5- цепочки между выводом $Э_2$ эмиттера структуры $БТ_2$ и выводом $Б_{1.1}$ базы структуры $БТ_1$, поскольку фазы $\varphi_{Э\,2}$ и $\varphi_{Б1.1}$ сигналов $u_{Э\,2}(t)$ и $u_{Б\,1.1}(t)$, соответственно, противоположны. Возможен и другой вариант осуществления отрицательной обратной связи – включением R_5C_5- цепочки между выводом $К_2$ коллектора структуры $БТ_2$ и выводом $Э_1$ эмиттера структуры $БТ_1$. Аналогично возможен и другой вариант осуществления положительной обратной связи – включением *LC*- контура между выводами $Э_{1,\,2}$ эмиттеров структур $БТ_{1,\,2}$, соответственно. В рассматриваемых вариантах генераторов МФПП отличается тем, что транзисторная структура $БТ_1$ имеет два управляемые вывода $Б_{1.1,\,1.2}$ базы, что позволяет увеличить функциональные возможности генератора, путем введения дополнительного входа $U_{\text{вх М}}$ модуляции, который тоже имеет разделительный конденсатор C_4. При помощи сигнала $u_{\text{вх М}}(t)$ модуляции, подаваемого на вход $U_{\text{вх М}}$, можно осуществит соответствующую дополнительную модуляцию генерируемых выходных сигналов $u_{\text{вых (1–3)}}(t) = U_{\text{о вых (1–3)}}\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f_{\text{вых}}\cdot t)$ с основной частотой $f_{\text{вых}} = 1/[2\cdot\pi\cdot(L\cdot C)^{0,5}]$, причем амплитуды $U_{\text{о вых (1–3)}}$ генерируемых сигналов $u_{\text{вых (1–3)}}(t)$ является функцией от модуляционного сигнала $u_{\text{вх М}}(t)$, и поэтому на соответствующих выходах $U_{\text{вых (1–3)}}$ имеются сигналы $u^{*}_{\text{вых (1–3)}}(t)$ с комбинационными частотами $f^{*}_{\text{вых (1–3)}}$:

$$f^{*}_{\text{вых 1–3}} = |(n\cdot f_{\text{вых}} \pm m\cdot f_{\text{вх М}}|, \qquad (139)$$

здесь n и m – целые числа – 0, 1, 2,...

Далее отметим, что все генерируемые выходные сигналы $u_{\text{вых (1–3)}}(t)$ являются

строго синхронными, а их соответствующие фазы $\varphi_{\text{вых }1–3}$ удовлетворяют условия:

$$\varphi_{\text{вых }1} = \varphi_{\text{вых }2} - 180^{\text{o}}, \qquad \varphi_{\text{вых }2} = \varphi_{\text{вых }3}. \tag{140}$$

В предложенных генераторах (рис. 98) на основе применения МФПП, цепи положительной обратной связи, осуществляющие условие баланса фаз, могут быть выполнены всеми известными частотно-избирательными *RC*- цепочками, например, – по мосту Вина, по мосту Вина-Робинсона, и т. д.

5.5. Модифицированные МФПП и некоторые варианты схем их применения

Принцип смыкания ООЗ двух рядом расположенных p-n переходов при помощи другого ООЗ рядом расположенного p-n перехода, используемый в устройстве на рис. 96, может быть распространен в других модификациях МФПП [207]. Например, на рис. 99, а, показан вариант модификации МФПП и схема его включения в качестве ПФИ из входного гармонического сигнала $\boldsymbol{U}_{\text{вх}}$.

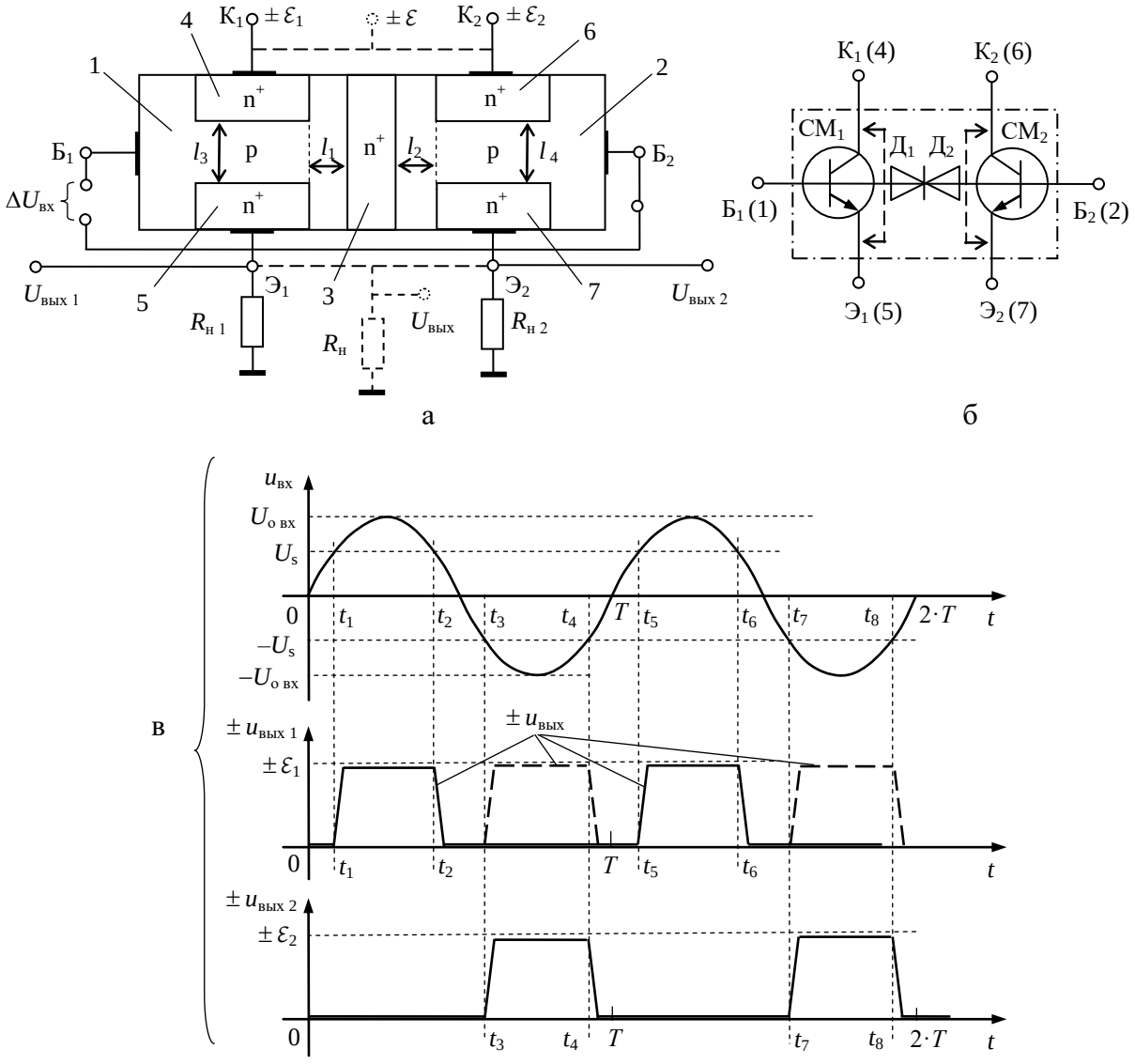


Рис. 99. Вариант ММФПП и принципиальная электрическая схема его включения в качестве ПФИ из входного гармонического сигнала (а), эквивалентное обозначение ММФПП (б) и временные диаграммы (в), поясняющие работу устройства

Модифицированный МФПП (ММФПП), показанный в схеме на рис. 99, а, выполнен с симметрично расположенными полупроводниковыми областями 1 и 2, например, p- типа проводимости, между которыми расположена область 3 n^+- типа проводимости, причем в областях 1 и 2 сформированы одинаковые области 4, 5 и 6, 7 n^+- типа проводимости, соответственно. Области 4, 5 и 6, 7 расположены на одинаковых расстояниях l_1 и l_2, соответственно, от области 3, причем эти расстояния выполнены меньше половины максимальной толщины $d_{pn\,max}$ ООЗ p-n переходов между областями 3-1 и 3-2. Расстояния l_3 и l_4 между областями 4 и 5 и между областями 6 и 7, соответственно, выполнены одинаковой величины и больше максимальной толщины $d_{pn\,max}$ ООЗ их p-n переходов. Полупроводниковые области 1, 2, 4–7 снабжены соответствующими омическими контактами $Б_1$, $Б_2$, $К_1$, $Э_1$, $К_2$, $Э_2$, причем омические контакты $Б_{1,\,2}$ областей 1 и 2 являются дифференциальным входом $\Delta U_{вх}$ устройства, а омические контакты $Э_{1,\,2}$, например, областей 5 и 7 являются выходами $U_{вых\ 1,\ 2}$ устройства, соответственно, к которым подключены соответствующие резисторы $R_{н\ 1,\,2}$ нагрузки, или в другом варианте выполнения схемы к этим между собой соединенным контактам $Э_{1,\,2}$ включен только один резистор $R_н$ нагрузки, что на рис. 99, а, показано штриховыми линиями. К омическим контактам $К_{1,\,2}$ областей 4 и 6 подключены соответствующие источники напряжений $\mathcal{E}_{1,\,2}$ питания, или в другом варианте выполнения схемы к этим между собой соединенным контактам $К_{1,\,2}$ включен только один источники напряжения $\mathcal{E}$ питания, что на рис. 99, а, тоже показано штриховыми линиями.

ПФИ на основе ММФПП, показанный на рис. 99, а, работает так.

При подаче входного гармонического сигнала $u_{вх}(t) = U_{о\ вх}\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f_{вх}\cdot t)$ (рис. 99, в) между областями 1 и 2, омические контакты $Б_{1,\,2}$ которых являются дифференциальным входом $\Delta U_{вх}$ устройства, при каждой его полуволны один из p-n переходов 1-3 или 2-3 смещается в обратном направлении, причем на низких частотах входной ток $i_{вх}(t) \approx 0$. При условии, что $U_{о\ вх} \geq U_{s\ 1\text{-}2}$ – напряжение смыкания ООЗ p-n переходов 1-3 и 2-3 в соответствующих областях 1 и 2 с ООЗ p-n переходов областей 4-1, 5-1 и 6-2, 7-2, область 4 замыкается с областью 5, а область 6 замыкается с областью 7. При этом по соответствующим выходным цепям – источники напряжений $\mathcal{E}_{1,\,2}$ (или $\mathcal{E}$) питания, коротко замкнутые соответствующие области 4-5 и 6-7, соответствующие резисторы $R_{н\ 1,\,2}$ (или $R_н$) нагрузки, протекают выходные токи $i_{вых\ 1,\ 2}(t)$ и на выходах $U_{вых\ 1}$ и $U_{вых\ 2}$ (или $U_{вых}$) снимаются ВИ – $u_{вых\ 1}(t)$ и $u_{вых\ 2}(t)$ (или $u_{вых}(t)$) (рис. 99, в). При этом частоты $f_{вых\ 1,\ 2}$ повторения ВИ на выходах $U_{вых\ 1}$ и $U_{вых\ 2}$ равны частоте $f_{вх}$ входного сигнала $u_{вх}(t)$ и не зависят от выбора схемы цепей питания – с одним источником $\mathcal{E}$ или с двумя источниками $\mathcal{E}_{1,\,2}$. Здесь отметим, что полярности выходных ВИ – $u_{вых\ 1,\,2}(t)$ соответствуют полярностям напряжений $\pm\mathcal{E}$ и $\pm\mathcal{E}_{1,\ 2}$ источников питания (рис. 99, в). Частота $f_{вых}$ повторения формируемых ВИ на выходе $U_{вых}$ зависит от схемы цепей питания устройства – при питании от одного источника $\pm\mathcal{E}$, независимо от его полярности, частота $f_{вых} = 2\cdot f_{вх}$, а при питании от двух источников $\mathcal{E}_{1,\,2}$, частота $f_{вых}$ зависит от полярности этих источников. В данном случае при одинаковых полярностей источников $\pm\mathcal{E}_{1,\,2}$, частота $f_{вых} = 2\cdot f_{вх}$, а при разных полярностей $\pm\mathcal{E}_1$ и $\mp\mathcal{E}_2$, или наоборот, частота $f_{вых} = f_{вх}$, причем амплитуда $U_{о\ вых,\ 1,\ 2}$ и полярность выходных ВИ задается величиной и полярностью напряжений соответствующих источников напряжений $\pm\mathcal{E}$, $\pm\mathcal{E}_1$ и $\pm\mathcal{E}_2$ питания. Таким образом, применение предложенного ММФПП обеспечивает расширение функциональных возможностей ПФИ. Из описания работы предложенного ММФПП следует возможный вариант его эквивалентного обозначения, показанного на рис. 99, б.

Другой вариант ММФПП [208] и схема его включения в качестве ПФИ из входного гармонического сигнала $\boldsymbol{U}_{вх}$ показан на рис. 99а, а, откуда видно, что ММФПП выполнен с симметрично расположенными полупроводниковыми областями 1 и 2, например, n^+- типа проводимости, между которыми расположена область 3 p- типа проводимости, причем в центральной области 3 сформированы две одинаковые области 4 и 5 n^+- типа проводимости. Области 4 и 5 расположены на одинаковых расстояниях l_1 и l_2 от областей

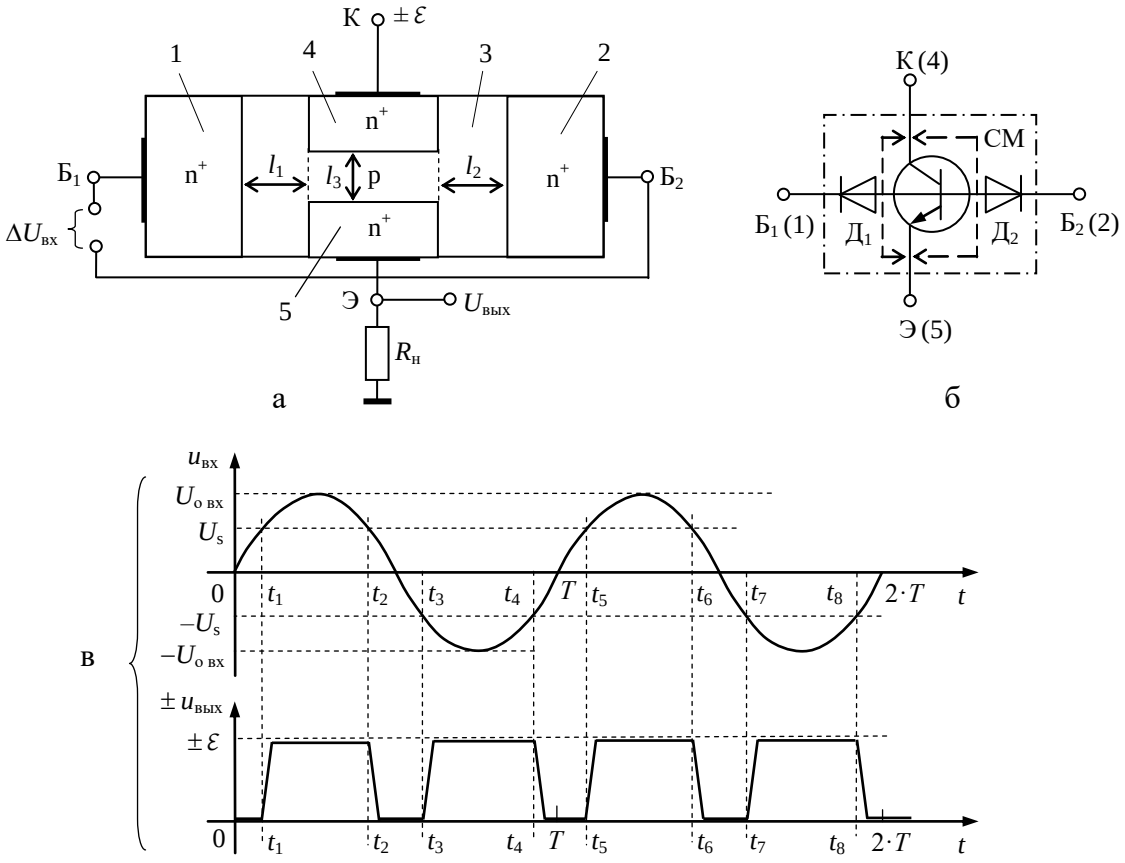


Рис. 99а. Другой вариант ММФПП и принципиальная электрическая схема его включения в качестве ПФИ из входного гармонического сигнала $\boldsymbol{U}_{\text{вх}}$ (а), эквивалентное обозначение ММФПП (б) и временные диаграммы (в), поясняющие работу устройства

1 и 2, соответственно, причем эти расстояния $l_{1,\ 2}$ выполнены меньше половины максимальной толщины $d_{\text{pn max}}$ ООЗ p-n переходов между областями 3-1 и 3-2. Расстояние $l_{\ 3}$ между областями 4 и 5 выполнены больше максимальной толщины $d_{\text{pn max}}$ ООЗ их p-n переходов. Полупроводниковые области 1, 2, 4 и 5 снабжены соответствующими омическими контактами $Б_1$, $Б_2$, К и Э, причем омические контакты $Б_{1,\ 2}$ областей 1 и 2 являются дифференциальным входом $\Delta U_{\text{вх}}$ устройства, а омический контакт Э, например, области 5 является выходом $U_{\text{вых}}$ устройства, к которому подключен резистор $R_{\text{н}}$ нагрузки, а омический контакт К области 4 соединен с источником $\mathcal{E}$ напряжения питания.

ПФИ на основе ММФПП, показанный на рис. 99а, а, работает так.

При подаче входного гармонического сигнал $u_{\text{вх}}\ (t) = U_{\text{вх}\ \text{о}}\cdot\sin\ (2\cdot\pi\cdot f_{\text{вх}}\cdot t)$ между областями 1 и 2, омические контакты $Б_{1,\ 2}$ которых являются дифференциальным входом $\Delta U_{\text{вх}}$ устройства, при каждой его полуволны один из p-n переходов 1-3 или 2-3 смещается в обратном направлении, причем на низких частотах входной ток $i_{\ \text{вх}}\ (t) \approx 0$. При условии, что $U_{\text{о вх}} \geq U_{\text{s 1-2}}$ – напряжение смыкания ООЗ p-n переходов 1-3 и 2-3 в соответствующих областях 1 и 2 с ООЗ p-n переходов областей 4 и 5, область 4 замыкается с областью 5. При этом в выходной цепи – источник напряжения $\mathcal{E}$ питания, накоротко замкнутые области 4 и 5, резистор $R_{\text{н}}$ нагрузки, течет выходной ток $i_{\text{вых}}\ (t)$ и на выходе $U_{\text{вых}}$ снимается выходной сигнал $u_{\text{вых}}\ (t)$ – ВИ (рис. 99а, в), частота $f_{\text{вых}}$ повторения которого в два раза больше частоты $f_{\text{вх}}$ входного сигнала $u_{\text{вх}}\ (t)$ – $f_{\text{вых}} = 2\cdot f_{\text{вх}}$, а амплитуда $U_{\text{о вых}} \approx \pm\mathcal{E}$.

Технология изготовления предложенных ММФПП, показанных на рис. 99, а и рис. 99а, а, наиболее просто осуществляется на основе кремневой (Si) планарной технологии. Изготовление ММФПП проводится, например, технологическими

операциями следующей последовательности: 1- со стороны свободной поверхности полупроводниковой пластины 1-2 для варианта ММФПП, показанного на рис. 99, а, и 3 для варианта ММФПП, показанного на рис. 99а, а, например, р- типа проводимости, расположенной на теплоотводящей диэлектрической подложке, методом диффузии или имплантации формируются соответствующие области 3–7, в случае изготовления варианта ММФПП, показанного на рис. 99, а, и области 1, 2, 4 и 5, в случае изготовления варианта ММФПП, показанного на рис. 99а, а. При этом сформированные области 3–7 (рис. 99, а) и области 1, 2, 4 и 5 (рис. 99а, а) углублены до поверхности подложки, а планарный вид изготовленных структур ММФПП соответствует видам, показанным на рис. 99, а и рис. 99а, а, где омические контакты к соответствующим областям сформированы методом напыления металла на их поверхности.

В заключении отметим, что принцип работы структуры ММФПП, показанной на рис. 99а, указывает на возможность ее применения в качестве ЛЭ- “ИЛИ” и “ИЛИ-НЕ” с двумя входами – $Б_1$ и $Б_2$.

5.6. Ключевой ПП большой мощности на основе стационарного смыкания ООЗ рядом расположенных p-n переходов

Ключевой ПП (КПП) большой мощности и схема его включения показаны на рис. 100, где использован принцип стационарного смыкания ООЗ рядом расположенных p-n переходов.

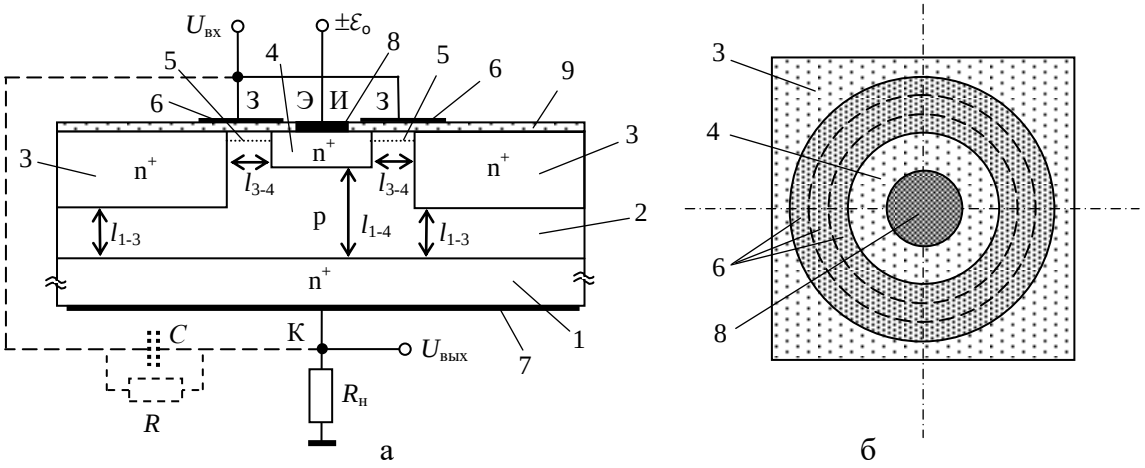


Рис. 100. КПП большой мощности и принципиальная электрическая схема его включения (а), здесь цифрами обозначено: 1 – полупроводниковая подложка n^+- типа – коллектор К; 2 – область р- типа – база; 3 – смыкаемые области n^+- типа – сток; 4 – область n^+- типа – эмиттер Э и одновременно исток И; 5 – индуцируемые n_i- каналы; 6 – полевые затворы З; 7 и 8 – омические контакты эмиттера-истока Э-И и коллектора К, соответственно; 9 – слой диэлектрика, например, SiO_2; б – вариант выполнения ключевого ПП с радиальной конструкцией полевого затвора З (6)

Из рис. 100, а, видно, что КПП выполнен на основе полупроводниковой подложки 1 с высоким уровнем легирования, например, n^+- типа проводимости, над которой расположена область 2 со среднем уровнем легирования р- типа проводимости. Со стороны свободной поверхности области 2 в ней выполнены две одинаковые прямоугольные области 3 с высоким уровнем легирования n^+- типа проводимости, а между ними в середине выполнена область 4 того же n^+- типа проводимости. Области 1 и 4 снабжены соответствующими омическими контактами К (7) и Э-И (8), к которым соответственно присоединен резистор $R_н$ нагрузки – выход $U_{вых}$ устройства, и источник

постоянного напряжения $\mathcal{E}_o$ питания, причем оставшиеся свободная поверхность областей 2, 3 и 4 покрыта слоем 9 диэлектрика, например, SiO_2. На диэлектрике 9 между областями 3 и 4 нанесены две одинаковые параллельные металлические полоски 6, перекрывающие рядом расположенные области 3, 2 и 4, причем эти полоски соединены между собой и образуют вход $U_{вх}$ устройства. Расстояния $l_{1\text{-}3}$ меду областями 3 и 1 сделаны меньше максимальной толщины $d_{pn\ max}$ ООЗ p-n переходов между областями 2-1 и 2-3, а расстояние $l_{1\text{-}4}$ между областями 1 и 4 выполнено больше максимальной толщины $d_{pn\ max}$ ООЗ p-n переходов между областями 2-1 и 2-4, причем расстояния $l_{3\text{-}4}$ меду областью 4 и областями 3 тоже сделаны больше максимальной толщины $d_{pn\ max}$ ООЗ p-n переходов между областями 2-3 и 2-4. В другом варианте КПП область 3 выполнена кольцевой конструкции, окружающей расположенную в центре круглую область 4 с круглым металлическим контактом 8 (Э-И) на ее поверхности (рис. 100, б).

Технология изготовления предложенного КПП, показанного на рис. 100, наиболее просто осуществляется на основе кремневой (Si) планарной технологии. Изготовление КПП проводится, например, технологическими операциями следующей последовательности: 1- со стороны одной поверхности полупроводниковой пластинки 1 – подложке, например, n^+- типа проводимости, методом, например, эпитаксии наращивается монокристаллический полупроводниковой слои 2 p- типа проводимости; 2- методом диффузии или имплантации формируются соответствующие области 3 и 4 n^+- типа проводимости; 3- далее, стандартным методом фотолитографии формируются омические контакты 7 (К) и 8 (Э-И) к соответствующим областям 1 и 4 на их поверхности, изолированный металлический контакт 6 (З) и при этом структура КПП приобретает планарный вид.

КПП большой мощности, показанный на рис. 100, работает следующим образом.

Напряжение $\pm\mathcal{E}_o$ источника питания устанавливается из условия $|\pm\mathcal{E}_o| \geq |U_{s\ 1\text{-}2\text{-}3}|$ – напряжение смыкания ООЗ p-n переходов между областями 1-2 и 2-3, причем в зависимости от полярности $\pm\mathcal{E}_o$ в обратном направлении смещается p-n переход 2-3 или 1-2, а p-n переходы 2-4 и 2-3 не смыкаются. При этом КПП “закрыт” и на выходе $U_{вых}$ выходное напряжение $u_{вых}(t) = 0$, т. к. в нагрузке $R_н$ ток $i_{Rн}(t) \cong 0$. При подаче на вход $U_{вх}$ импульсный сигнал $u_{вх}(t)$ открывающей полярности, в данном случая положительной полярности, с амплитудой $U_{o\ вх} > U_{s\ (i)}$ – напряжение индукции $n_{(i)}$- канала 5, между областями 3 и 4 в поверхности области 2 индуцируются проводящие каналы 5 $n_{(i)}$- типа проводимости, что приводит к резкому возрастанию тока $i_{Rн}(t)$ по цепи – источник напряжения $\pm\mathcal{E}_o$ питания, область 4 (эмиттер (Э)-исток (И)), $n_{(i)}$- канал 5, коротко замкнутые области 3-2-1 и резистор $R_н$ нагрузки. При этом на выходе $U_{вых}$ устройства снимается ВИ с большой амплитудой $U_{o\ вых} \cong \pm\mathcal{E}_o$ – сотни и более вольт, причем $U_{o\ вых} >> U_{o\ вх}$ – устройство обладает значительным усилением. Длительность фронтов $t_{r,\ f}$ формируемых ВИ меньше 1 нс, длительность $\Delta t_{вых}$ ВИ и частота $f_{вых}$ их повторения определяются длительностью $\Delta t_{вх}$ и частотой $f_{вх}$ повторения $u_{вх}(t)$, а полярность ВИ соответствует полярности $\pm\mathcal{E}_o$.

В другом варианте КПП охвачен положительной обратной связью при помощи конденсатора C или резистора R, что на рис. 100, а, показано штриховыми линиями. Наличие положительной связи существенно уменьшает длительность фронтов $t_{r,\ f}$ формируемых ВИ и в случае применения R, при условии $U_{o\ вых} > U_{s\ (i)}$, на выходе $U_{вых}$ устройства формируется скачкообразный сигнал $u_{вых}(t) = U_{o\ вых} \cdot 1(t)$ в виде функции Хэвисайда. В данном случае полярность $\pm\mathcal{E}$ должна соответствовать полярности $\pm U_{s\ (i)}$, при которой происходит индукция проводящего $n_{(i)}$- или $p_{(i)}$- канала 5.

5.7. Ключевой полупроводниковый инвертор (триггер, элемент памяти)

Биполярный и полевой транзисторные эффекты, используемые в известных ПП –

БТ и ПТ, каждый в отдельности имеет свои преимущества и недостатки. Поэтому поиск совместного использования этих эффектов в одном ПП является весьма перспективным путем решения возникающих разных проблем в транзисторной электронике, а также обеспечивает возможности создания новых перспективных ПП и устройств на их основе.

Ключевой полупроводниковый инвертор (КПИ) [134–136], показанный на рис. 101, а, является примером совместного использования биполярного и полевого эффектов в одном ПП, где в позиции б представлено предлагаемое схемотехническое обозначение КПИ.

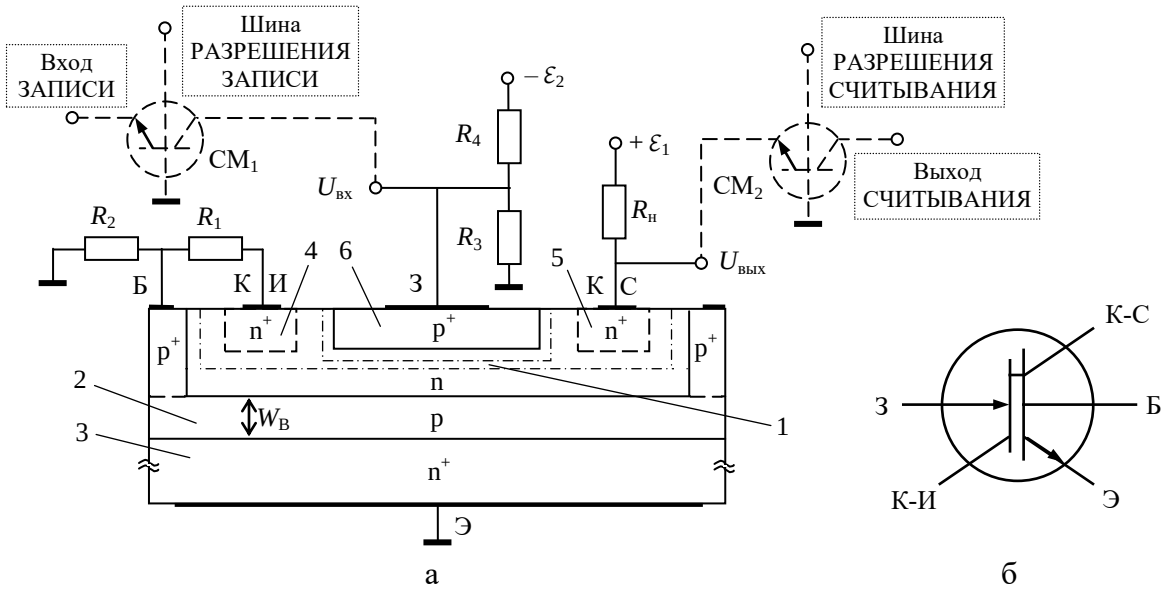


Рис. 101. КПИ и принципиальная электрическая схема его включения (а), здесь цифрами обозначено: 1–3 – коллектор (К) (канал ПТ), база (Б) и эмиттер (Э), соответственно, например, БТ n-p-n типа; 4–6 – коллектор-исток (К-И), коллектор-сток (К-С) и затвор (З), соответственно, например, ПТ с p-n переходом в качестве затвора (штриховыми линиями показаны дополнительные элементы и их соединения в случае использования КПИ в качестве элемента динамической памяти): б- предлагаемое схемотехническое обозначение КПИ

Из рис. 101, а, видно, что сущность предложения заключается в том, что в коллекторной области 1 (К), например, n- типа проводимости, структуры БТ, образованного областями 2 – базы Б p- типа проводимости и 3 – эмиттера Э n^+- типа проводимости, дополнительно сформирована структура ПТ, образованного областями 4 и 5 n^+- типа проводимости – исток И и сток С, соответственно, и 6 p^+- типа проводимости – затвор З, где области 4 и 5 n^+- типа проводимости одновременно являются контактами коллектора К структуры БТ. Биполярная часть – БТ предложенного КПИ включена по схеме с ОЭ, а полевая часть – ПТ включен по схеме с ОИ, причем обе транзисторные структуры охвачены общей положительной обратной связью при помощи резисторного делитель $R_1||R_2$ напряжения, состоящего из резистивной цепочки R_1-R_2, включенной между истоком И (4) ПТ и ОШ устройства, а общая точка соединения резисторов R_1 и R_2 подключена к базовой области 2 БТ через ее высоколегированной области p^+- типа проводимости – контакт Б. Резистор $R_н$ нагрузки – выход $U_{вых}$ устройства, подключен к источнику напряжения $\mathcal{E}_1$ питания и соединен со стоком С (5) полевой транзисторной структуры КПИ, причем входом $U_{вх}$ устройства служат затвор З (6) ПТ, к которому подключен резистор R_3 утечки, и через резистор R_4 подключен источник напряжения $\mathcal{E}_2$ смещения.

КПИ, показанный на рис. 101, а, работает следующим образом.

Включаются источники напряжения $\mathcal{E}_{1,\,2}$ питания и смещения, и этим p-n переходы

затвора З (6-1) и коллектора К (1-2) смещаются в обратном направлении. При этом величина напряжения $\mathcal{E}_1$, при $\mathcal{E}_2 = 0$, устанавливается из условия частичного перекрытия канала 1 ООЗ p-n перехода коллектора 1-2, а величина напряжения $\mathcal{E}_2$ и коэффициент $k_2 = R_4 /(R_3 + R_4)$ деления устанавливаются из условия полного перекрытия канала 1 ООЗ p-n перехода затвора З (6-1) ПТ. При этих условиях токи в цепях устройства практически отсутствуют и на выходе $U_{\text{вых}}$ сигнал $u_{\text{вых}}(t) \cong \mathcal{E}_1$, т. е. имеем высокий ЛУ – "1". При подаче на вход $U_{\text{вх}}$ входного, например, импульсного сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ с открывающей полярностью и с достаточной амплитудой $U_{\text{о вх}}$, в данном случае с положительной полярностью, p-n переход затвора З (6-1) ПТ смещается в прямом направлении и канал 1 ПТ "открывается". При этом выходной ток $i_{\text{вых}}(t)$ протекает по цепи – источник $\mathcal{E}_1$, резистор $R_{\text{н}}$ нагрузки, сток С (5), "открытый" канал 1, исток И (4) и через резисторную цепь R_1-R_2 на источник $\mathcal{E}_1$. Из-за этого на резисторе R_2 появляется напряжение $u_{R2}(t) = i_{\text{вых}}(t)\, R_2$. Под действием напряжения $u_{R2}(t)$ открывается эмиттерный p-n переход 2-3 структуры БТ, из-за чего электроны n из эмиттерной n^+- области 3 через базу 2, толщина которой $W_B < L_{d\,(n)}$ – диффузионная длина ННЗ – электронов n_p, попадают в коллекторную n- область 1 БТ, которая одновременно является областью канала 1 ПТ. Поступившие неравновесные электроны ($n_p \cdot \Delta V$), здесь ΔV – элементарный объем, увеличивают проводимость σ_1 канала 1 ПТ, что вызывает возрастание тока $i_{\text{вых}}(t)$, а тем самым и возрастание напряжение $u_{R2}(t)$, что, в свою очередь, вызывает увеличение коллекторного тока $i_K(t)$ БТ и в канал 1 ПТ поступают дополнительные неравновесные ОНЗ – электроны ($n_p \cdot \Delta V$), из-за чего проводимость σ_1 канала 1 ПТ еще дополнительно увеличивается ($\sigma_1 + \Delta\sigma_1$), а это приводит к еще дополнительному увеличению выходного тока $i_{\text{вых}}(t)$, и т. д. Таким образом, под действием положительной обратной связи, обусловленной резисторной цепью R_1-R_2, КПИ резко переключается во "включенное" состояние, а на выходе $U_{\text{вых}}$ устройства формируется короткий (менее 1 нс) фронт ВИ – сигнал $u_{\text{вых}}(t)$ с противоположной полярностью входному импульсному сигналу $u_{\text{вх}}(t)$, причем амплитуда $U_{\text{о вых}} >> U_{\text{о вх}}$, т. е. имеем значительное усиление. При этом на выходе $U_{\text{вых}}$ уровень сигнала $u_{\text{вых}}(t) \approx 0$, т. е. имеем низкий ЛУ – "0", причем заметим, что "включенное" состояние КПИ является устойчивым состоянием. Для выключения КПИ, на вход $U_{\text{вх}}$ устройства подается входной импульсный сигнал $u_{\text{вх}}(t)$ с закрывающей полярностью, в данном случае с отрицательной полярностью и с достаточной амплитудой $U_{\text{о вх}}$. При этом p-n переход затвора З (6-1) ПТ смещается в обратном направлении и канал 1 ПТ "закрывается". Далее процесс происходит в обратном направлении – проводимость σ_1 канала 1 ПТ уменьшается, что приводит к уменьшению выходного тока $i_{\text{вых}}(t)$, из-за чего уменьшается напряжение $u_{R2}(t)$ и, как следствие, уменьшается коллекторный ток БТ, из-за чего в канал 1 ПТ поступает меньше неравновесных ОНЗ – электронов ($n_p \cdot \Delta V$), из-за чего проводимость σ_1 канала 1 ПТ дополнительно увеличивается ($\sigma_1 - \Delta\sigma_1$), и т. д. Таким образом, под действием положительной обратной связи, КПИ резко переключается во "выключенное" состояние и на выходе $U_{\text{вых}}$ устройства формируется короткий (менее 1 нс) спад ВИ – сигнал $u_{\text{вых}}(t)$ с противоположной полярностью входному импульсному сигналу $u_{\text{вх}}(t)$. При этом на выходе $U_{\text{вых}}$ уровень сигнала $u_{\text{вых}} \cong \mathcal{E}_1$, т. е. имеем высокий ЛУ – "1", причем "выключенное" состояние КПИ тоже является устойчивым состоянием.

Тот факт, что предложенный КПИ имеет два устойчивых состояний – "включено" и "выключено", указывает на возможность использования КПИ в качестве триггера в различных импульсных электронных устройствах и, в частности, как быстродействующий элемент памяти. Для этого схему устройства, показанного на рис. 101, а, необходимо дополнит соответствующими шинами адресации, с целью организации выборки определенного элемента памяти в матрице памяти. Один из способов решения этой проблемы показан на рис. 101, а, штриховыми линиями, где в схеме устройства дополнительно включены два СМ – $СМ_1$ и $СМ_2$, коммутирующие цепи "ВХОДА" и "ВЫХОДА", соответственно, путем организации шин "РАЗРЕШЕНИЯ ЗАПИСИ" и "РАЗРЕШЕНИЯ СЧИТЫВАНИЯ", соответственно.

Алгоритм технологического процесса изготовления предложенного КПИ (рис. 101, а) из кремния (Si) может быть осуществлен операциями полупроводниковой планарной технологии в следующей последовательности: 1- на исходной высоколегированной подложке 3 – эмиттере Э, например, n^+- типа проводимости, выращивается эпитаксиальный слой 2 – база р- типа проводимости; 2- методом двойной диффузии или имплантации формируются область 1 – коллектор-канал n- типа проводимости, в котором формируются области 4 – исток И и 5 – сток-коллектор С-К n^+- типа и область 6 – затвор З p^+- типа проводимости; 3- процесс изготовления КПИ заканчивается формированием омических контактов Э, К-С, И, З и Б с соответствующими сильнолегированными подконтактными областями.

В других вариантах выполнения предложенного КПИ [135–136], затвор З структуры ПТ выполняется в виде трехслойной структуры – метал-диэлектрик-полупроводник (МДП) или метал-оксид-полупроводник (МОП) структуры, или в виде барьера Шоттки, что показано на рис. 102.

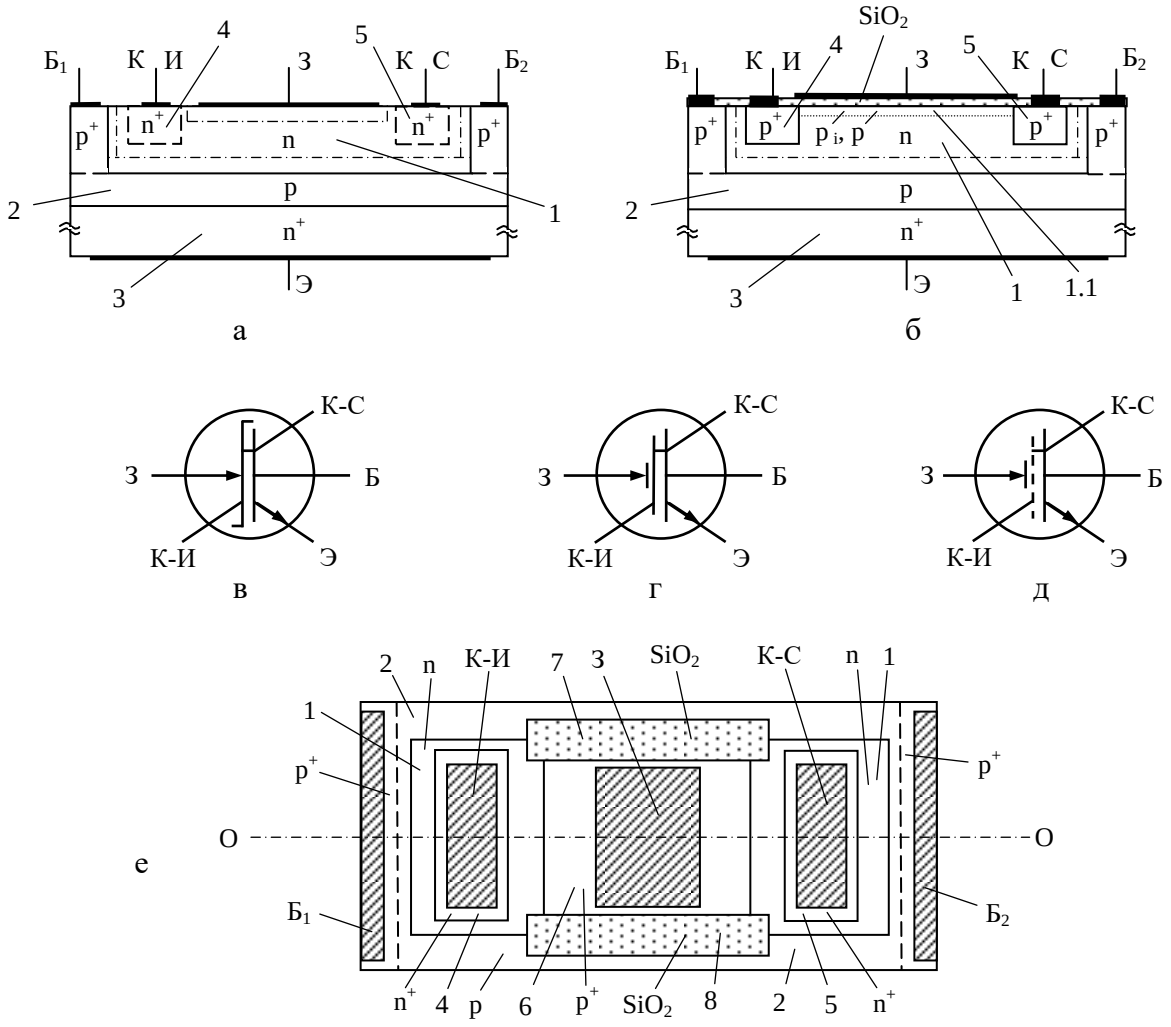


Рис. 102. Другие варианты выполнения КПИ с затвором З структуры ПТ в виде барьера Шоттки (а) и с изолированном затвором З структуры ПТ в виде структуры МДП (МОП), например, с индуцируемым p_i- или встроенным р- каналами 1.1 (б), здесь цифровые обозначения те же самые, что и на рис. 101, а; в- возможное схемотехническое обозначение КПИ с затвором З Шоттки; г- с затвором З МДП (МОП) и встроенным n- каналом; д- с затвором З МДП (МОП) и индуцируемым n_i- каналом; е- планарный вид КПИ (рис. 101, а) с геометрией областей и соответствующими металлическими контактами к ним, здесь также показаны изолирующие области SiO_2, повышающие эффективность работы структуры ПТ

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

Из рис. 102, а, видно, что в другом варианте выполнения КПИ с затвором З в виде барьера Шоттки, в исходном – нейтральном состоянии канал 1 структуры ПТ находится открытым, т. к. области ООЗ, которые на рис. 102 показаны штрих-пунктирными линиями, p-n перехода 1-2 и барьера Шоттки сделаны не смыкающимся между собой. Однако в другой разновидности этого варианта выполнения КПИ, области ООЗ p-n перехода 1-2 и барьера Шоттки могут быть сделаны смыкающимся между собой и при этом в исходном – в нейтральном состоянии канал 1 структуры ПТ является закрытым. В этом случае в схеме на рис. 101, а, исключаются элементы R_4 и $\mathcal{E}_2$. Аналогично, еще в другом варианте выполнения КПИ, показанном на рис. 102, б, структура ПТ сделана в виде МДП (МОП) с индуцируемым каналом 1, который в исходном – в нейтральном состоянии также является закрытым. Здесь тоже в другой разновидности этого варианта выполнения КПИ, канал 1 может быть сделан встроенным – проводящим и поэтому открытым в исходном – в нейтральном состоянии. Для этой цели между областями p^+- типа истока И (4) и стока С (5), показанными на рис. 102, б, встроена их смыкающая область 1.1 p- типа проводимости, расположенная при поверхности области 1, непосредственно под структурой затвора З.

Во всех рассмотренных структурах КПИ эффективность действия структуры ПТ существенно возрастает при изоляции канала 1 (1.1) от боковых шунтирующих областей коллекторного n- слоя 1 так, как это показано на рис. 102, е. Изоляция канала 1 (1.1) ПТ осуществляется глубоким вытравливанием канавок 7 и 8, углубленных до p- слоя 2 базы и глубже, или глубоким окислением, например, SiO_2, причем изолирующие области 7 и 8 расположены между боковыми сторонами p^+- области 6 затвора З и p- слоя 2 базы.

КПИ с затвором З Шоттки (рис. 102, а) работает аналогично структуре КПИ с затвором З в виде p-n перехода (рис. 101, а), а КПИ с затвором З в виде МДП (МОП) работает несколько иначе. А именно, поддержка тока в канале 1 обратной положительной связью осуществляется инжекцией соответствующих носителей заряда из коллекторной К области 5, после инжекции соответствующих носителей заряда из эмиттера Э (3) в коллекторную область p- (или n-) типа, что следует из необходимости восстановления зарядовой нейтральности этой области.

5.8. Оптоэлектронный ПП и устройство на его основе для генерации синхронных электрических и оптических импульсных сигналов

В оптоэлектронике очень важно иметь синхронных электрических и оптических импульсных сигналов, что может быть использовано в радиоизмерительной технике, в системах связи и автоматики. Одним из основных принципов генерации СВЧ- сигналов при помощи ПП – это использование эффекта ударной ионизации обратно смещенного p-n перехода и пролетные эффекты носителей заряда в них, что осуществляется, например, в лавинно-пролетных диодах (ЛПД), работающих в режимах IMPATT и TRAPATT [25, 27]. Режим TRAPATT основан на совершенно других физических принципах и по существу позволяет генерировать СВЧ- импульсные сигналы, тогда как в IMPATT режиме генерируются гармонические СВЧ- сигналы.

ЛПД, работающий в режиме TRAPATT, упрощенно можно рассматривать как ключ, способный осуществлять быстрое переключение из непроводящего состояния в проводящее – почти закороченное состояние. Для включения ЛПД в проводящее состояние на его контакты анода (А) и катода ($К_Д$) подается достаточно большое обратное напряжение $U_{обр}$, обеспечивающее достаточную напряженность $E \geq 10^{4–5}$ В/см электрического поля в обратном направлении, при котором скорость генерации носителей заряда (НЗ) в ООЗ p-n перехода превышает скорость, с которой эти носители могут быть удалены из ООЗ в результате дрейфа и диффузии. В этих условиях ООЗ p-n перехода ЛПД наполняется проводящей плазмой неравновесных ННЗ и ОНЗ – электроно-дырочной

плазмой (ЭДП), и поэтому p-n переход сохраняет проводящее состояние до тех пор, пока сгенерированная ЭДП не рассосется. Т. к. в результате образования ЭДП происходит быстрый спад напряженности электрического поля $E \Rightarrow \approx 0$, дрейфовая скорость $v_{\text{дрф}}$ НЗ в переходной фазе их экстракции будет низкой ($v_{\text{дрф}} << v_s$ – дрейфовая скорость насыщения НЗ), вследствие чего время $t_{\text{рас}}$ рассасывания ЭДП значительно превосходит время $t_{\text{прл}}$ пролета НЗ через ООЗ p-n перехода, при их движении с дрейфовой скоростью насыщения v_s ($t_{\text{прл}} << t_{\text{рас}}$). Поэтому рабочий диапазон генерируемых частот $f_{\text{ТРТ}}$ в TRAPATT режиме значительно ниже типичного рабочего диапазона частот f_{IMP} в режиме IMPATT того же диода ($f_{\text{ТРТ}} << f_{\text{IMP}}$), характерного для ЛПД. Одним из возможных путей решения проблемы повышения рабочего частотного диапазона генерируемых частот $f_{\text{ТРТ}}$ при помощи ЛПД в режиме TRAPATT является способ оптического воздействия на активную область ЛПД.

Способ генерации синхронных электрических и оптических СВЧ- импульсов и устройство для его осуществления [137] показаны на рис. 103, там же в позиции а показана принципиальная электрическая схема устройства для генерации синхронных электрических и оптических импульсов, а в позиции б – временные диаграммы, поясняющие принцип действия предложенного устройства.

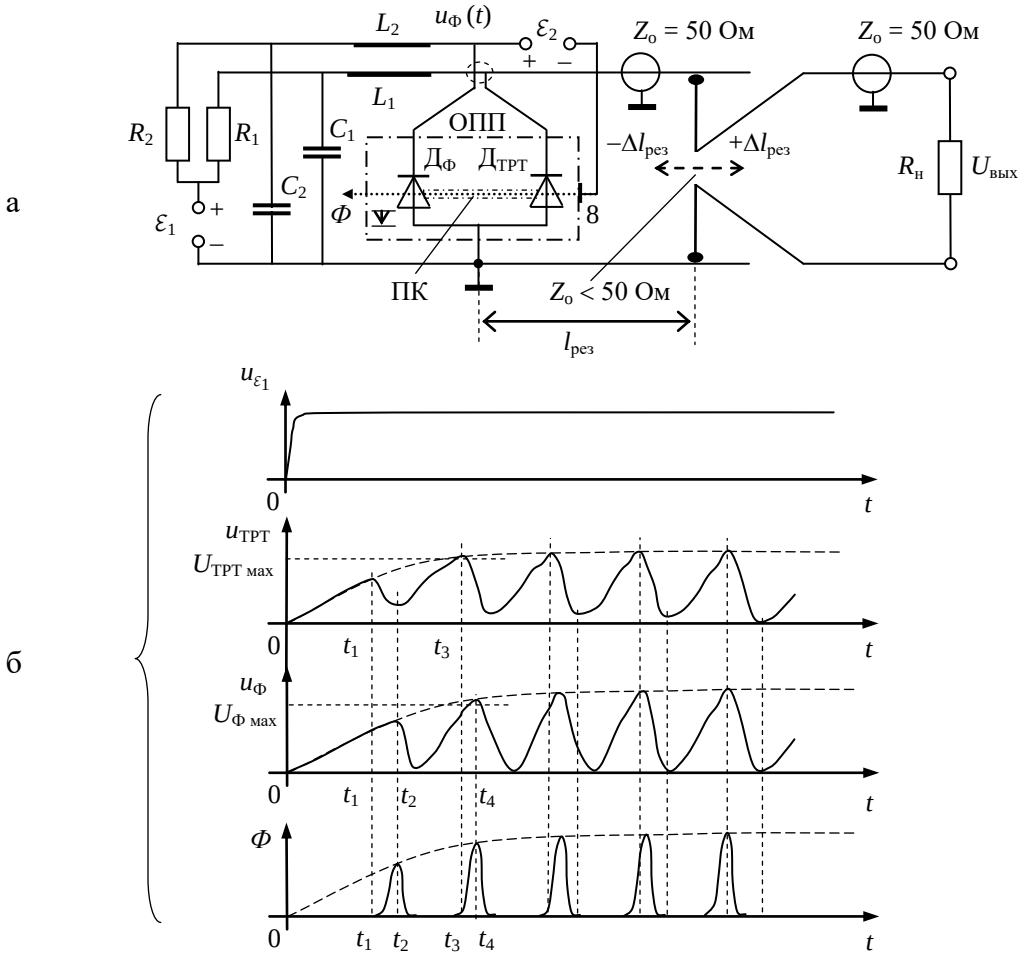


Рис. 103. Принципиальная электрическая схема устройства для генерации синхронных электрических $u_{\text{вых}}(t)$ и оптических $\Phi(t)$ импульсов (а) и временные диаграммы (б), поясняющие принцип действия предложенного устройства (8 – омический контакт продольного поля $\boldsymbol{E}$)

Из рис. 103, а, видно, что сущность предложения заключается в том, что на TRAPATT диод $Д_{\text{ТРТ}}$ подается импульс напряжения $u_{\mathcal{E}_1}(t)$ (рис. 103, б) питания от импульсного источника $\mathcal{E}_1(t)$ и формируется электрический импульс $u_{\text{ТРТ}}(t)$. Далее при

помощи светоизлучающего диода $Д_Ф$, на который с определенной задержкой в направлении обратного смещения подается дополнительный электрический импульс напряжения $u_Ф$ (t) импульсного питания и с определенной задержкой формируется оптический импульс $Ф$ (t), причем между диодами $Д_Ф$ и $Д_{ТРТ}$ осуществлен постоянный полупроводниковый канал (ПК) связи для передачи ЭДП из диода $Д_{ТРТ}$ в диод $Д_Ф$, причем передача ЭДП осуществляется в момент подачи дополнительного импульса $u_Ф$ (t) питания.

Рассмотрим более подробно принцип работы предложенного устройства (рис. 103, а) и необходимую принципиальную электрическую схему его осуществления.

После включения импульсного источника напряжения $\mathcal{E}_1$ (t) питания (рис. 103, а), его скачкообразное напряжение $u_{\mathcal{E}_1}$ (t) (рис. 103, б) через резистор R_1 и низкочастотный фильтр C_1-L_1 подается на TRAPATT диод $Д_{ТРТ}$, а через резистор R_2 и низкочастотный фильтр C_2-L_2 этот же импульс подается на светоизлучающий диод $Д_Ф$. Вследствие этого, из-за переходных процессов, начинаются нарастания напряжений на диодах $Д_{ТРТ}$ и $Д_Ф$, причем напряжение $u_{ТРТ}$ (t) на диоде $Д_{ТРТ}$ нарастает быстрее, чем напряжение $u_Ф$ (t) на диоде $Д_Ф$ (рис. 103, б), что обеспечивается подбором параметров постоянных времен соответствующих переходных процессов, задаваемых соответствующими цепочками R_1-C_1-L_1 и R_2-C_2-L_2. Этим обеспечивается необходимая задержка импульса $u_Ф$ (t) питания на диоде $Д_Ф$, относительно импульса питания $u_{ТРТ}$ (t) на диоде $Д_{ТРТ}$. При помощи постоянного напряжения U_{2o} от источника $\mathcal{E}_2$ питания, в оптоэлектронном полупроводниковом приборе (ОПП) вдоль его структуры создается постоянное электрическое продольное поле $\boldsymbol{E}$ с напряженностью E_o, позволяющее перенести за счет дрейфа дырки p или электроны n из области диода $Д_{ТРТ}$ в область диода $Д_Ф$. В момент времени t_1 (рис. 103, б) напряжение $u_{ТРТ}$ (t) на диоде $Д_{ТРТ}$ достигает соответствующее максимальное значение $U_{ТРТ\ мах}$, при которой происходит лавинный пробой его p-n перехода и начинается генерация ЭДП в ООЗ. Под действием напряжения U_{2o} от источника $\mathcal{E}_2$, соответствующие носители ЭДП дрейфуют в сторону диода $Д_Ф$ и одновременно в сторону соответствующего контакта ОПП, соединенного с полюсом – источника $\mathcal{E}_2$, где они быстро рекомбинируют. В момент времени $t_2 > t_1$, напряжение $u_Ф$ (t) на диоде $Д_Ф$ достигает соответствующее максимальное значение $U_{Ф\ мах}$, при которой происходит лавинный пробой его p-n перехода и начинается генерация ЭДП в ООЗ. Плотность носителей заряда в этой плазме недостаточна для инверсной населенности и поэтому стимулированного излучения фотонов в диоде $Д_Ф$ нет. В то же время в момент t_2 в ЭДП диода $Д_Ф$ попадают дырки или электроны со стороны диода $Д_{ТРТ}$ и этим обеспечивается инверсная населенность в диоде $Д_Ф$. Поэтому в момент времени t_2 в диоде $Д_Ф$ начинается стимулированное излучение фотонов, образующих оптический импульс $Ф$ (t). Вследствие этого происходит быстрый процесс уничтожения (выгорания) ЭДП в диодах $Д_{ТРТ}$ и $Д_Ф$, из-за чего резко восстанавливаются их обратные сопротивления и на диодах $Д_{ТРТ}$ и $Д_Ф$ формируется короткий электрический импульс $u_{вых}$ (t), распространяющийся по СВЧ- линии к ступенчатому концу с волновым сопротивлением $Z_o < 50$ Ом волноводного СВЧ- тракта устройства (рис. 103, а). В сечении волноводного СВЧ- тракта с $Z_o < 50$ Ом происходит частичное отражение и часть отраженного электрического импульса $u^*_{вых}$ (t) в момент времени t_3 падает обратно на ОПП. При этом происходит возбуждение диодов $Д_{ТРТ}$ и $Д_Ф$, причем диод $Д_Ф$ переключается в несколько позже – в момент времени t_4, из-за задержки распространения ЭДП от диода $Д_{ТРТ}$. В этот же момент t_4 формируется более мощный оптический импульс $Ф$ (t), за счет действия отраженного дополнительно возбуждающего электрического импульса $u^*_{вых}$ (t). Далее переходные процессы повторяются и быстро устанавливаются стационарные колебания синхронных оптических $Ф$ (t) и на резисторе $R_н$ нагрузки электрических $u_{вых}$ (t) импульсов, частота $f_{вых}$ колебаний которых задается длиной $l_{рез}$ СВЧ- резонатора. При этом длина $l_{рез}$ СВЧ- резонатора выбирается из условия $\tau_d << T$, где: $\tau_d = t_2 - t_1$ – время задержки передачи ЭДП из диода $Д_{ТРТ}$ в диод $Д_Ф$; T – период повторения генерируемых импульсов. СВЧ- резонатор выполнен в виде раздвижной коаксиальной СВЧ- линии с согласованным

переходом в сторону нагрузки $R_н$ от минимального значения $Z_{о\ мин} < 50$ Ом до стандартного значения $Z_о = R_н = 50$ Ом.

ОПП [138], предназначенный для применения в генераторном устройстве, показанном на рис. 103, показан на рис. 104.

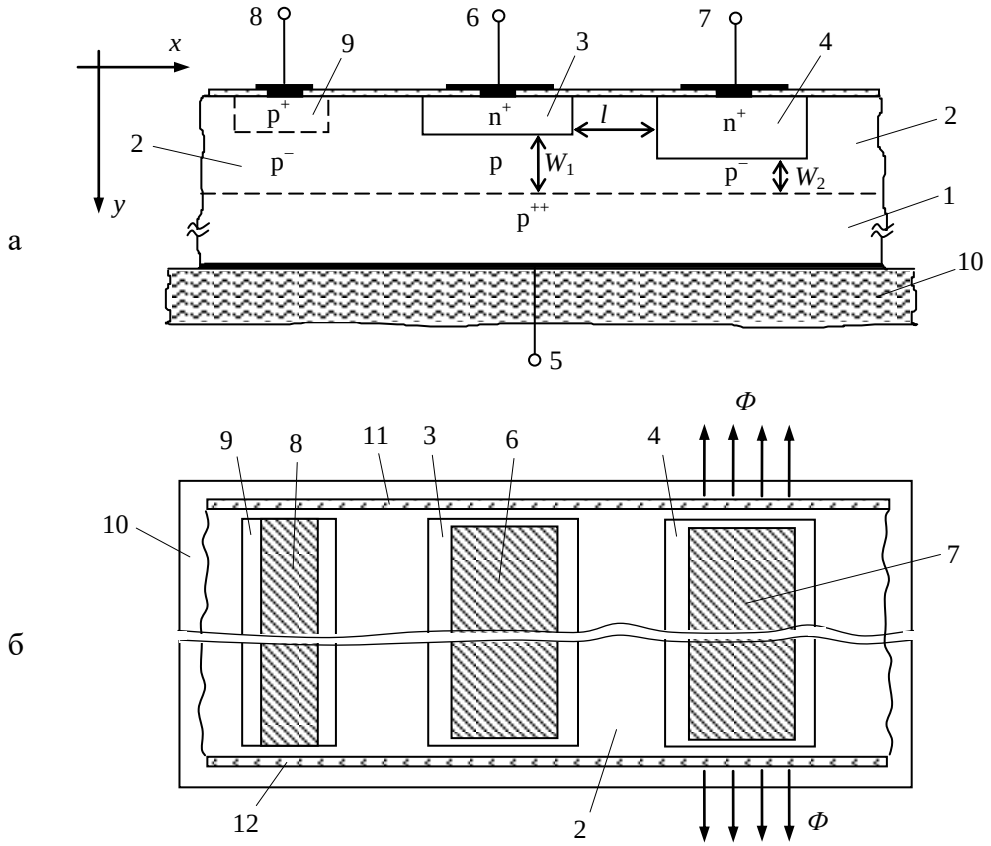


Рис. 104. Разрез структуры ОПП (а) и его планарный вид (б) со стороны эпитаксиального слоя 2, показывающий расположение областей в ОПП и конфигурацию омических контактов, здесь цифрами обозначено:
1 – кремниевая (Si) подложка, например, p^{++}- типа проводимости;
2 – эпитаксиальный слой p^{-}- типа проводимости; 3 – катод n^{+}- типа проводимости TRAPATT диода $Д_{ТРТ}$; 4 – катод n^{+}- типа проводимости светоизлучающего диода $Д_Ф$; 5–8 – омические контакты;
9 – подконтактная область p^{+}- типа проводимости; 10 – теплоотвод (радиатор); 11, 12 – параллельные зеркала оптического резонатора типа Фабри-Перо

Из рис. 104 видно, что предложенный ОПП содержит сильнолегированную подложку 1, например, из кремния (Si) p^{++}- типа проводимости, и на одной ее поверхности нанесен слаболегированный эпитаксиальный слой 2 того же p^{-}- типа проводимости. В эпитаксиальном слое 2 встроены сильнолегированные первая область 3 – катод $Д_{ТРТ}$ и вторая область 4 – катод $Д_Ф$ n^{+}- типов проводимости, причем расстояние l между этими областями выполнено меньше величины $d = v_s \cdot \tau_{эфф}$, где v_s и $\tau_{эфф}$ – дрейфовая скорость насыщения и эффективное время жизни ННЗ, соответственно, в эпитаксиальном слое 2. Расстояния W_1 и W_2 между областями 3, 4, соответственно, и подложкой 1 сделаны порядка в несколько микрометров, причем $W_1 > W_2$, а толщина эпитаксиального слоя 2 сделана порядка 10 мкм и больше. Подложка 1 имеет толщину порядка 50 мкм и менее – допустимую применяемой технологией процесса изготовления прибора. С целью повышения эффективности продольного переноса ННЗ, эпитаксиальный слой 2 под областями 3 и 4 выполнен с продольным градиентом $|\partial N_a / \partial x|$ легирующей примеси N_a,

направленным от области 4 в сторону области 3. Подложка 1 с другой свободной стороны, области 3, 4 и эпитаксиальный слой 2 с другой стороны к области 3, обращенной от области 4, снабжены соответствующими омическими контактами 5–8. Подложка 1 со стороны ее контакта 5 имеет термический контакт с теплоотводом 10. ОПП помещен в оптический резонатор типа Фабри-Перо, образованного из двух параллельных зеркал 11 и 12, которые своими плоскостями расположены перпендикулярно p-n переходам между областями 3, 4 и слоем 2. Области 3, 4 и 9 сделаны в виде параллельных полосок, которые в месте со своими соответствующими контактами 6, 7 и 8 расположены перпендикулярно к плоскостям зеркал 11 и 12. Эти плоскости могут быть сделаны соответствующим сколом вдоль естественных кристаллических плоскостей структуры ОПП.

В предложенном ОПП (рис. 104) диодная структура 3-2-1 соответствует n^+-p-p^{++} типу и работает в режиме TRAPATT, а диодная структура 4-2-1 соответствует n^+-p^--p^{++} типу и работает в смешанном режиме: TRAPATT-лазерный эффект.

Технологический процесс изготовления предложенного ОПП, показанного на рис. 104, известным образом зависит от используемого полупроводникового материала, в качестве которого можно применить арсенид галлия (GaAs) или другие полупроводниковые соединения, позволяющие получить лазерное или спонтанное излучение. Кроме того в предложенном ОПП можно использовать соответствующие области из полупроводников с различной шириной запрещенной зоны ΔE_g (рис. 26).

Отличительным преимуществом предложенного генератора на ОПП (рис. 104) является более высокая мощность электрических импульсов – до двух раз, а также более короткие импульсы, т. к. под действием оптического излучения $\Phi(t)$ происходит ускоренный процесс рассасывания ЭДП.

5.9. Оптоэлектронный лавинно-ключевой диод

Принцип оптического управления работой ЛПД может быть распространен и в других применениях, в частности для управления работой оптоэлектронного лавинно-ключевого диода (ОЭЛКД), работающего в режиме TRAPATT [139].

На рис. 105, а изображен разрез структуры предложенного ОЭЛКД, например, n^+-n-p^+ типа проводимости, откуда видно, что предложенный ОЭЛКД содержит слаболегированную область 2 n- типа проводимости, расположенную между сильнолегированными областями 1 и 3 n^+- и p^+- типов проводимости, соответственно, и этим обеспечивается диодная структура n^+-n-p^+ типа проводимости. В омическом контакте 6 к области 1 – в катоде диода выполнено окно 8 для прохода светового облучения $\Phi(t)$, а область 3 – анод диода снабжен омическим контактом 7 и имеет тепловой контакт с теплоотводом 9. В крайних областях 1 и 3 дополнительно сформированы более сильнолегированные полупроводниковые сетки 10 и 11 противоположного типа проводимости – p^{++}- типа и n^{++}- типа проводимости, соответственно, которые снабжены соответствующими омическими контактами 12 и 13. Расстояния $l_{1,\,2}$ между рядом расположенными областями сеток 10 и 11, соответственно, а также расстояния $d_{1,\,2}$ от сеток 10 до n^+-n перехода 5 и от сеток 11 до ООЗ p^+-n перехода 4, соответственно, выполнены меньше диффузионных длин ННЗ в этих областях, соответственно. Омические контакты 12 к областям сеток 10 выполнены в их периферии, для обеспечения возможности прохождения светового $\Phi(t)$ облучения ($h\cdot\nu$), причем области сеток 10 и 11 выполнены, например, полосковой геометрии с длиной полосок, соизмеримой с диаметром окружности в соответствующих местах областей 1 и 3, что показано на рис. 105, б, со стороны области 1 – катода.

Алгоритм технологического процесса изготовления предложенного ОЭЛКД может быть произведен операциями следующей последовательности: 1- на подложке 1 из кремния (Si), например, n^+- типа проводимости, методом эпитаксии выращивается слой 2 n- типа проводимости и этим формируется n^+-n переход 5; 2- в эпитаксиальном слое 2

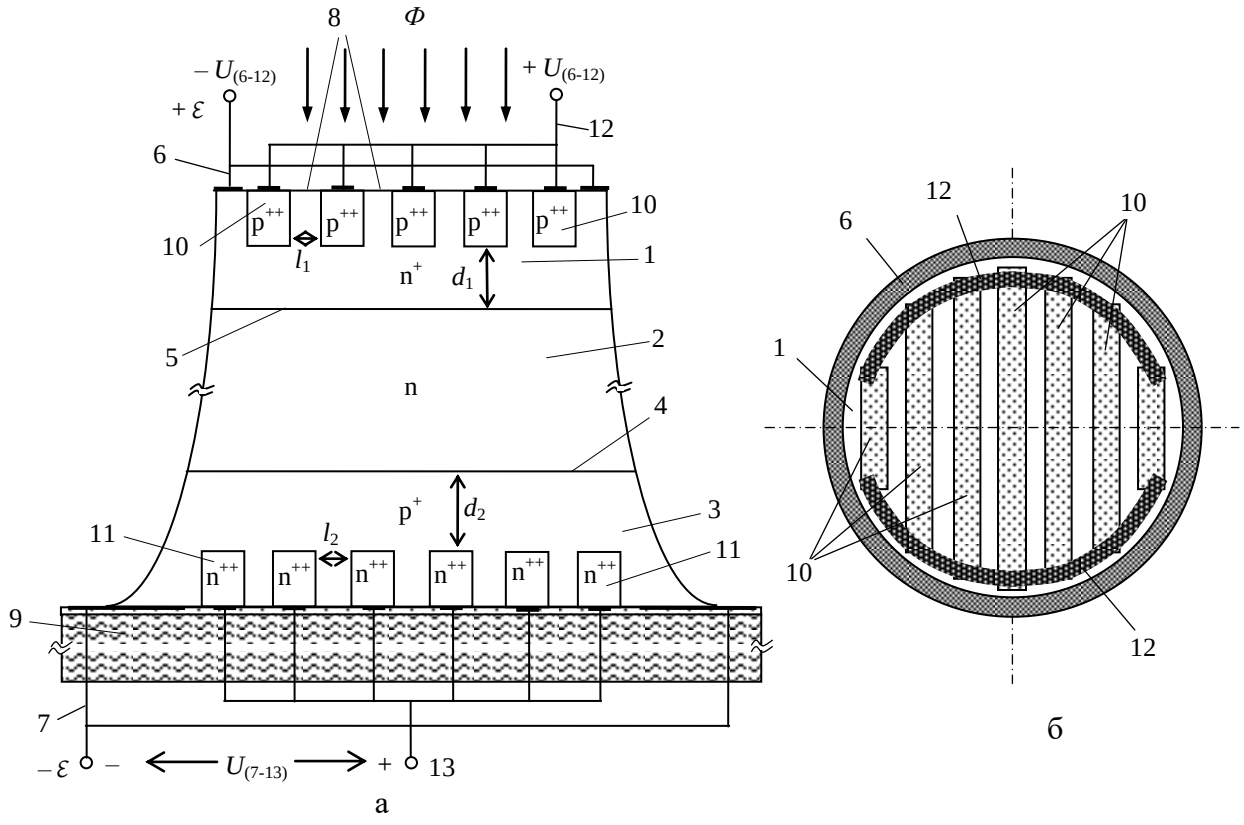


Рис. 105. Разрез структуры предложенного ОЭЛКД (а) и вид омических контактов к катоду – области n^+- типа проводимости и к полупроводниковой сетке из областей p^+- типа проводимости, здесь цифрами обозначено: 1 – подложка, например, из кремния (Si) n^+- типа проводимости; 2 – эпитаксиальный слой n- типа проводимости; 3 – диффузионный слой p^+- типа проводимости; 4 – p^+-n переход; 5 – n^+-n переход; 6, 7 – омические контакты катода и анода, соответственно; 8 – оптическое окно; 9 – теплоотвод; 10, 11 – полупроводниковые сетки; 12, 13 – омические контакты к соответствующим полупроводниковым сеткам 10 и11

методом диффузии или имплантации формируется слой 3 p^+- типа проводимости и этим получается p^+-n переход 4; 3- методом второй диффузии или имплантации в слое 3 формируются области сетки 11 n^{++}- типа проводимости; 4- методом, например, напыления металла формируются омические контакты 13 к областям сетки 11 и в периферии к области 3 – контакт 7 анода; 5- на поверхности слоя 3 монтируется теплоотвод 9, который в дальнейшем в процессе изготовления служит подложкой (держателем); 6- бывшая подложка 1 с другой стороны стравливается до толщины (10–20) мкм и методом диффузии или имплантации в ней формируются области второй сетки 10 p^{++}- типа проводимости; 7- методом напыления металла формируются омические контакты 12 к областям сетки 10 и в периферии к области 1 – контакт 6 катода, оставляя при этом оптическое окно 8; 8- методом стравливания боковой поверхности до теплоотвода 9 формируется меза- структура ОЭЛКД.

Предложенный ОЭЛКД (рис. 105) работает следующим образом.

ОЭЛКД включается в СВЧ- резонатор и на его p^+-n переход 4 через омические контакты 6 и 7 подается обратно смещающее напряжение $\mathcal{E}$ от источника питания. Через оптическое окно 8 на диод подается управляющее световое облучение $\Phi(t)$, например, от полупроводникового лазера (ПЛ), с энергией кванта $(h\cdot\nu) > \Delta E_g$ – ширина запрещенной зоны используемого полупроводникового материала, например, кремния (Si). При этом световое облучение $\Phi(t)$ увеличивает концентрацию свободных носителей заряда в

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

области 2 – база диода, и этим воздействует на параметры генерируемых устройством СВЧ- колебаний. Под воздействием светового облучения $\Phi(t)$, в областях 1 и 3 тоже образуются свободные носители заряда, которые ограничивают быстродействие устройства. Для исключения влияния крайних областей 1 – катода и 3 – анода на работу ОЭЛКД, между омическими контактами 12 и 6, и между омическими контактами 13 и 7 подаются соответствующие обратно смещающие напряжения $U_{6\text{-}12}$ и $U_{7\text{-}13}$. При этом обеспечивается быстрая экстракция ННЗ в этих областях через обратно смещенные p-n переходы сеток 10 и 11, что существенно повышает быстродействие оптического управления работой ОЭЛКД. Отметим, что включением резисторов в цепи смещения областей полупроводниковых сеток 10 и 11, можно снимать синхронные оптическому воздействию $\Phi(t)$ электрические сигналы $u_{\text{вых }\Phi}(t)$.

5.10. Полупроводниковый лазер с независимой инжекцией ЭДП

Принципы работы полупроводниковых светодиодов и лазеров (ПЛ) основаны на создании в определенной части прибора – в активной излучательной области (АИО) инверсной населенности электронов в зоне проводимости и дырок в валентной зоне [25, 57]. Наиболее просто и эффективно это реализуется в прямо смещенном p-n переходе. Однако требования к электрофизическим параметрам p-n перехода и к эффективности генерирования оптического излучения ($h\cdot\nu$) являются противоречивыми. В частности, для осуществления инверсной населенности соответствующих носителей заряда, области p-n перехода должны быть сильнолегированными. Однако при этом в полупроводнике возникает сравнительно большое количество дефектов, в том числе и в АИО, из-за чего существенно уменьшается излучательная способность прибора. Это приводит к увеличению порогового тока $I_{\text{пор}}$ – величина прямого тока $I_{\text{прм}}$ через p-n переход, при которой интенсивность оптического излучения Φ ($I_{\text{прм}}$) достигает 10 % от ее максимального значения $\Phi_{\max}$. Увеличение тока $I_{\text{пор}}$ в свою очередь приводит к уменьшению срока службы прибора, из-за деградации параметров p-n перехода. Кроме того, высокое легирование областей p-n перехода приводит к существенному уменьшению толщины ООЗ, что влечет к существенному уменьшению интенсивности оптического излучения Φ ($I_{\text{прм}}$), из-за существенного уменьшения объема АИО, а тем самым и излучательной оптической мощности прибора. Все эти и другие причины приводит к тому, что к. п. д. оптического излучения Φ гомогенных p-n переходов не превышает 2–3 % при комнатной температуре $T_{\text{о}} \approx 300$ K. Указанные недостатки гомогенных p-n переходов устраняются применением ВП и ГП, в частности в полупроводниковых инжекционных гетеролазерах (ПИГЛ), для которых к. п. д. достигает 70 %. Однако и в этом случае имеется целый ряд недостатков – сравнительно большая сложность структуры ПИГЛ; сравнительно большая расходимость оптического луча; невозможность монолитного интегрального исполнения электронных схем с применением ПИГЛ; сравнительно узкие функциональные возможности; ограниченное быстродействие управления параметрами оптического излучения, из-за инерционности открытого p-n перехода, и т. д.

Для устранения изложенных недостатков в известных гомогенных p-n переходах и в ПИГЛ, еще в 1985 г. [140] было предложено техническое решение для генерирования оптического излучения с использованием двух структур БТ n-p-n и p-n-p типов проводимости, нагруженных общей АИО лазера. Это техническое решение – ПЛ с независимой инжекцией ЭДП в АИО показано на рис. 106, причем предложенную структуру будем называть ПЛ с двойной инжекцией (ПЛДИ) [204, 205].

Из рис. 106 видно, что сущность предложения заключается в использовании полупроводника i- типа проводимости в качестве АИО лазера, где методом активной инжекции ЭДП создается инверсная населенность электронов n в зоне проводимости и дырок p в валентной зоне i- полупроводника собственной проводимости. Активная

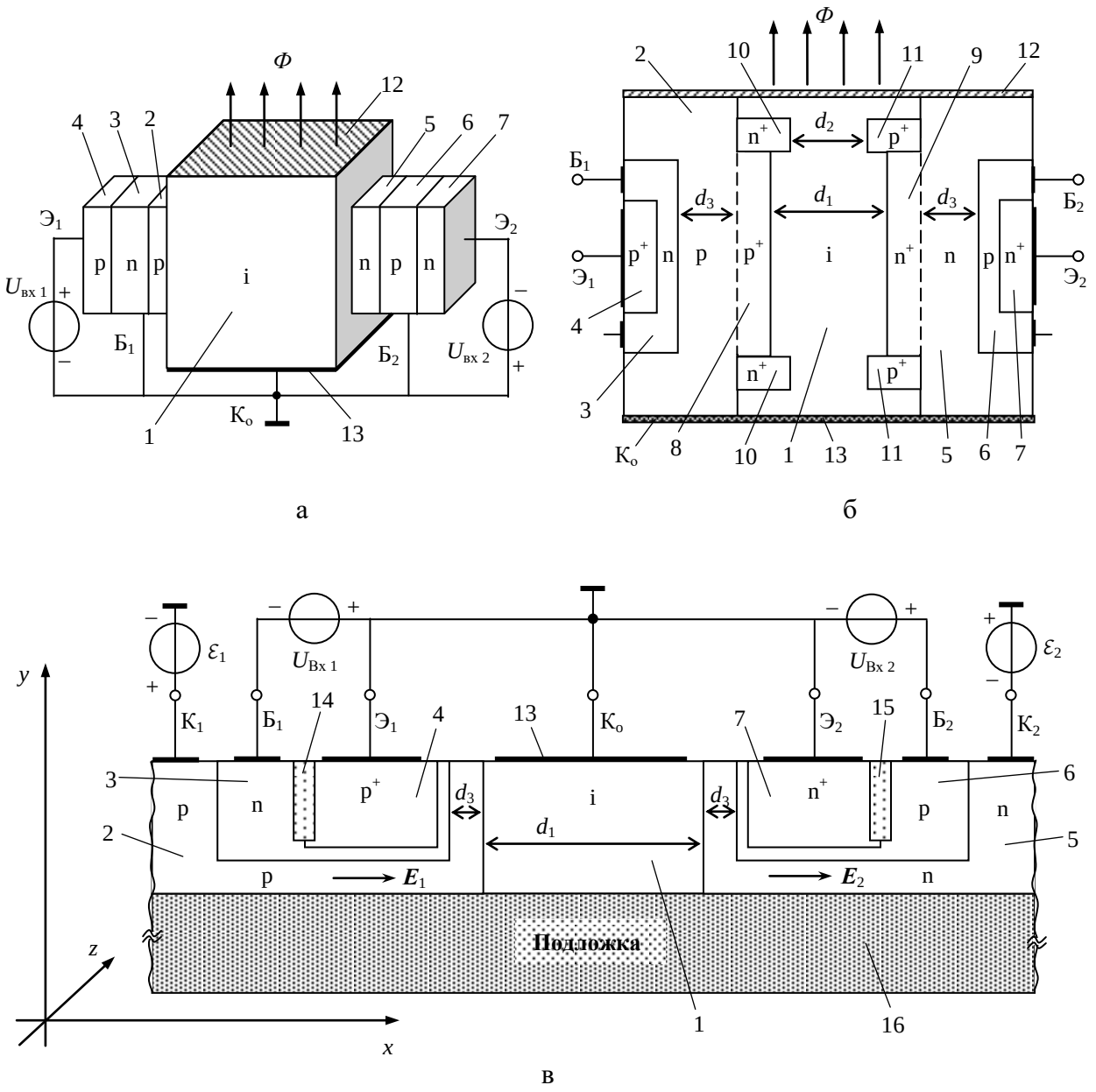


Рис. 106. Схема включения и общая конструкция предложенного ПЛДИ (а), разрез его планарной структуры (б, в), здесь цифрами обозначено: 1 – АИО ПЛДИ i- типа проводимости; 2–4 – коллекторная, базовая и эмиттерная области структуры БТ p-n-p типа проводимости, соответственно; 5–7 – коллекторная, базовая и эмиттерная области структуры БТ n-p-n типа проводимости, соответственно; 8 и 9 – скрытые высоколегированные области p^+- и n^+- коллекторов структур БТ p-n-p и n-p-n типа проводимости, соответственно; 10 и 11 – кольцеобразные высоколегированные области n^+- и p^+- типов проводимости, соответственно; 12 и 13 – зеркала оптического резонатора, например, типа Фабри-Перо; 14 и 15 – изолирующие области, например, SiO_2; 16 – диэлектрическая подложка и одновременно теплоотвод – радиатор

инжекция ЭДП в область 1 – АИО ПЛДИ, где происходит генерация оптического излучения $\Phi(t)$, осуществляется двумя структурами БТ – 2-3-4, например, p-n-p типа и 5-6-7 n-p-n типа проводимостей, причем коллекторные области 2 и 5 этих транзисторных структур, соответственно, сформированы непосредственно в АИО- 1 прибора и имеют скрытые высоколегированные области 8 и 9 p^+- и n^+- типа проводимостей, соответственно

(рис. 106, б), которые окружены кольцеобразными высоколегированными областями 10 n^+- и 11 p^+- типов проводимостей, соответственно. Все области 2–9 расположены симметрично относительно АИО- 1 и оси симметрии, проходящей через центр АИО- 1 перпендикулярно плоскостям p-n переходов, причем перпендикулярная к оси симметрии площадь областей 8 и 9 сделаны больше площадей соответствующих эмиттерных областей 4 и 7. Расстояние d_1 между областями 8 и 9 сделано из условия $0{,}5 \cdot L_d < d_1 < L_d$, здесь L_d – наименьшая диффузионная длина НЗ в АИО- 1, расстояние d_2 между областями 10 и 11 сделано из условия $d_{pn\ +\ max} < d_2 < d_1$, здесь $d_{pn\ +\ max}$ – максимальная суммарная толщина ООЗ p-n переходов 10-1 (n^+-i) и 11-1 (p^+-i), а расстояние d_3 между областями 3 и 8 и между 6 и 9 сделано из условия $d_3 < d_{pn\ 0}$ – толщина ООЗ коллекторных p-n переходов 2-3 и 5-6 в областях 2 и 5 в нейтральном состоянии. Отметим, что высоколегированные кольцевые области 10 и 11 выполняют функцию отражателей дырок p и электронов n, соответственно, инжектированных в АИО- 1. АИО- 1 помещена между параллельными зеркалами 12 и 13, один из которых, например, 12 сделан полупрозрачным из тонкого слоя, например, алюминия (Al), а зеркало 13 сделано полностью отражающим из достаточно толстого слоя Al, причем этот слой одновременно служат омическим контактом коллекторов 2 и 5 соответствующих структур БТ. Этим обеспечивается оптический резонатор типа Фабри- Перо, причем параллельные плоскости зеркал 12, 13 могут быть сделаны соответствующим сколом вдоль естественных кристаллических плоскостей структуры прибора. В случае применения предложенного ПЛДИ в качестве светодиода, оптический резонатор исключается из конструкции прибора и при этом в АИО- 1 прибора происходит исключительно спонтанное оптическое излучение $\Phi(t)$, которое распространяется во всех направлениях из АИО- 1 прибора.

На рис. 106, в, показан другой вариант выполнения структуры ПЛДИ, а именно полностью планарный, где биполярные транзисторные структуры 2-3-4 и 5-6-7 сформированы непосредственно в исходном эпитаксиальном слое 1 i– типа проводимости, расположенном на диэлектрической подложке 16, которая одновременно служат теплоотводом – радиатором. Пассивные части баз 3 и 6 изолированы от соответствующих эмиттерных областей 4 и 7 при помощи соответствующих изолирующих областей 14 и 15, например, вытравленными канавками, которые могут быть заполнены диэлектрическим материалом, например, SiO_2. Коллекторные области 2 и 5 снабжены соответствующими планарными омическими контактами $К_{1,\ 2}$.

ПЛДИ, показанный на рис. 106, работает следующим образом.

Омические контакты $Б_{1,\ 2}$ базовых областей 3, 6 и омический контакт $К_о$ (13) АИО- 1 соединяются с ОШ устройства, а к эмиттерным контактам $Э_{1,\ 2}$ областей 4, 7 подключаются соответствующие источники $U_{вх\ 1,\ 2}$ управляющих входных сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}(t)$, например, синусоидальной формы (рис. 107). Если частоты $f_{вх\ 1,\ 2}$ и фазы $\varphi_{вх\ 1,\ 2}$ входных сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}(t)$ одинаковые, то оптического излучения $\Phi(t)$ не будет ($\Phi \approx 0$), т. к. при этом в АИО- 1 прибора будут инжектироваться электроны n и дырки p в разные полупериоды времени: $p \Rightarrow t_1$–t_2, t_3–t_3 и т. д., $n \Rightarrow t_2$–t_3, t_4–t_5 и т. д. (рис. 107). При одинаковых частотах $f_{вх\ 1,\ 2} = f_{вх}$ и противоположных фазах $\varphi_{вх\ 1} = \varphi_{вх\ 2} \pm 180^o$, оптическое излучение $\Phi(t)$ будет максимальной интенсивности $\Phi_{мах}$, что видно из временных диаграмм $u_{вх\ 1,\ 2}(t)$ и $\Phi(t)$, показанных на рис. 107.

Из рис. 107 видно, что при одновременном поступлении на вход $U_{вх\ 1}$ положительной полуволны входного сигнала $u_{вх\ 1} = U_{о1} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{вх} \cdot t)$, а на вход $U_{вх\ 2}$ – отрицательной полуволны входного сигнала $u_{вх\ 2} = U_{о2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{вх} \cdot t - \pi)$, транзисторные структуры 2-3-4 и 5-6-7 “открываются” и соответствующие носители заряда – дырки p и электроны n одновременно попадают в АИО- 1. В момент времени t_1 сигналы $u_{вх\ 1,\ 2}(t_1)$ достигают порогового значения $U_{пор}$, при которой начинается интенсивное оптическое излучение $\Phi(t)$. Интенсивность $\Phi(t)$ повторяет форму полуволны входных сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}(t)$ и в момент времени t^*_1 достигает максимального значения $\Phi_{мах}$, а в момент времени t_2 оптическое излучение $\Phi(t_2) = 0$ – прекращается, так как сигналы $u_{вх\ 1,\ 2}(t)$

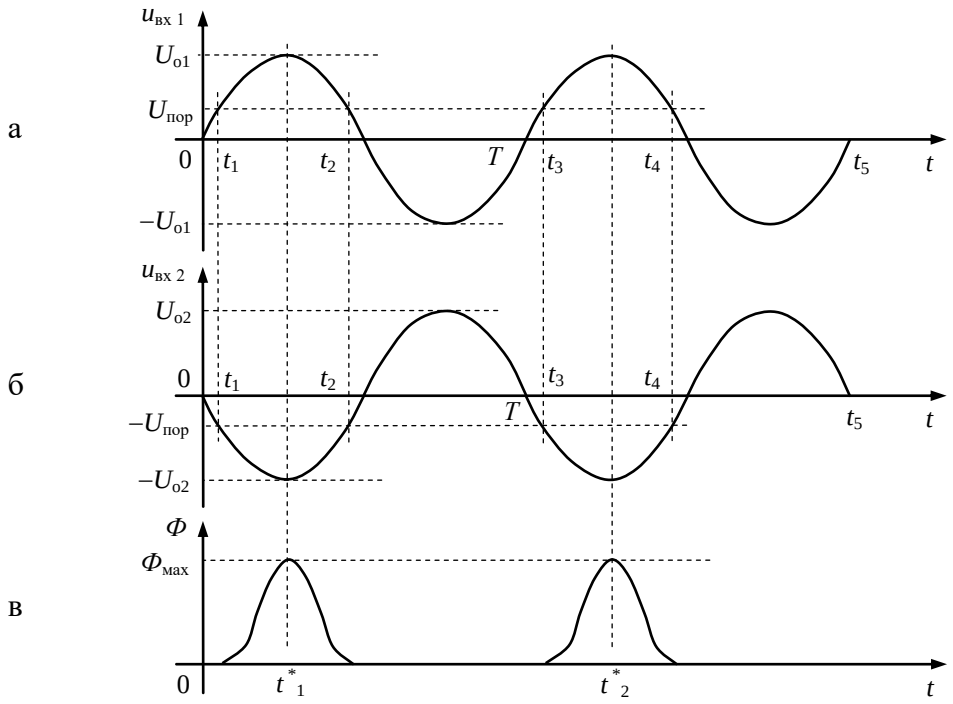


Рис. 107. Временные диаграммы входных сигналов $u_{вх\,1}(t) = U_{о1}\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f_{вх}\cdot t)$ (а) и $u_{вх\,2}(t) = U_{о2}\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f_{вх}\cdot t - \pi)$ (б), подаваемых на соответствующие входы $U_{вх\,1,\,2}$ устройства, показанного на рис. 106, и возникающих при этом импульсных сигналов $\Phi(t)$ (в) оптического излучения на выходе Φ

становятся меньше порогового значения $U_{пор}$. Далее, при $t > t_2$, полярность полуволны входных сигналов $u_{вх\,1,\,2}(t)$ меняются на обратные, из-за чего транзисторные структуры 2-3-4 и 5-6-7 “закрываются” и прекращается поступление ЭДП в АИО- 1. Поэтому в промежутке времени $\Delta t = t_3 - t_2$ оптического излучения $\Phi(t)$ нет ($\Phi(t) \approx 0$). В момент времени t_3 сигналы $u_{вх\,1,\,2}(t)$ достигают порогового значения $U_{пор}$ и процессы повторяются, вследствие чего на оптическом выходе Ф ПЛДИ формируются оптические импульсы $\Phi(t)$ с частотой $f_{вых\,Ф}$ повторения, равной частоте $f_{вх}$ входных сигналов $u_{вх\,1,\,2}(t)$. Из описания работы ПЛДИ видно, что амплитудное значение $\Phi_о$ интенсивности излучения формируемых оптических импульсов $\Phi(t)$, при одинаковых частотах $f_{вх\,1} = f_{вх\,2}$ входных сигналов $u_{вх\,1,\,2}(t)$ существенным образом зависит от разности $\Delta\varphi_{вх}$ их фаз $\varphi_{вх\,1,\,2}$, здесь $\Delta\varphi_{вх} = |\varphi_{вх\,1} - \varphi_{вх\,2}|$, что показано на рис. 108 зависимостью амплитуды $\Phi_о$ оптического излучения $\Phi(t)$ от величины $\Delta\varphi_{вх}$.

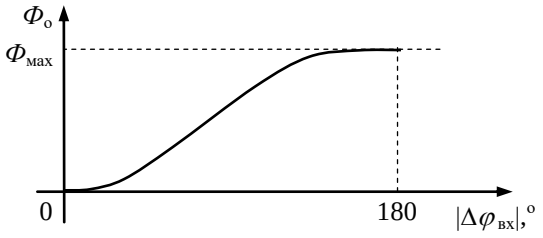


Рис. 108. Зависимость амплитуды $\Phi_о$ оптического излучения $\Phi(t)$ от величины $\Delta\varphi_{вх}$, получаемая на оптическом выходе Ф устройства, показанного на рис. 106, при одинаковых частотах $f_{вх\,1} = f_{вх\,2}$ входных гармонических сигналов $u_{вх\,1,\,2}(t) = U_{о\,1,\,2}\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f_{вх\,1,\,2}\cdot t \pm \varphi_{вх\,1,\,2})$ на соответствующих входах $U_{вх\,1,\,2}$ управления ПЛДИ

Очевидно, что аналогично показанной на рис. 108 зависимости амплитудного

значения Φ_o от разности $\Delta\varphi_{вх}$, аналогичная зависимость интенсивности излучения $\Phi(t)$ будет наблюдаться и при разности частот $f_{вх\ 1,\ 2}$, где $\Delta f_{вх} = |f_{вх\ 1} - f_{вх\ 2}|$ и относительная расстройка частот $f_{вх\ 1,\ 2}$ не должна превышать 20–30 % от их среднего значения $f_{вх\ ср} = (f_{вх\ 1} + f_{вх\ 2})/2$.

Зависимость параметров формируемых оптических импульсов $\Phi(t)$ от параметров входных сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}(t)$ управления ПЛДИ позволяет осуществит деление частоты, что показано на рис. 109 для гармонических входных сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}(t)$ с разными соответствующими частотами $f_{вх\ 1,\ 2}$ и при условии $f_{вх\ 2} = 2 \cdot f_{вх\ 1}$.

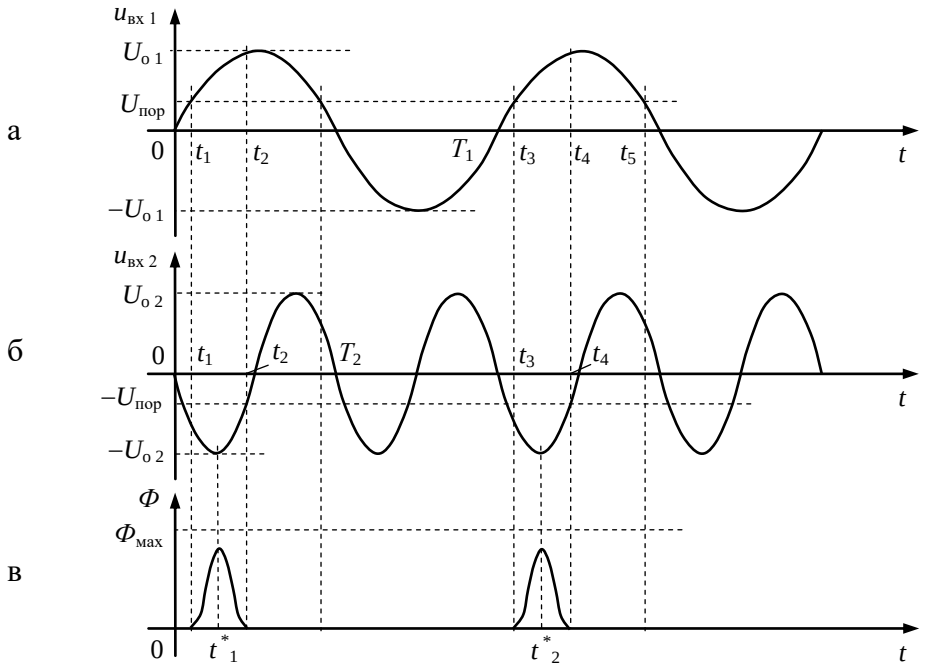


Рис. 109. Временные диаграммы входных сигналов $u_{вх\ 1}(t) = U_{о1} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{вх\ 1} \cdot t)$ (а) и $u_{вх\ 2}(t) = U_{о2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{вх\ 2} \cdot t - \pi)$ (б), подаваемых на соответствующие входы $U_{вх\ 1,\ 2}$ устройства, показанного на рис. 106, и возникающих при этом импульсных сигналов $\Phi(t)$ (в) оптического излучения на выходе Ф, при условии $f_{вх\ 2} = 2 \cdot f_{вх\ 1}$

Из рис. 109 видно, что оптическая генерация световых импульсов $\Phi(t)$ возможна только в интервалы времени t_1–t_2, t_3–t_4 и т. д., во время которых дырки p и электроны n одновременно попадают в АИО- 1 ПЛДИ и при этом выполняется условие $|u_{вх\ 1,\ 2}(t)| \geq U_{пор}$.

В данном случае максимальная интенсивность $\Phi_{мах}$ оптического излучения $\Phi(t)$ соответствует моментам времени t^*_1, t^*_2 и т. д., которые совпадают с амплитудными значениями $|-U_{о\ 2}|$ сигнала $u_{вх\ 2}(t)$ с большей частотой. Таким образом, показали, что частота $f_{вых\ Ф}$ повторения формируемых оптических импульсов $\Phi(t)$ равна меньшей частоте $f_{вх\ 1}$, т. е. является в двое меньше большей частоты $f_{вх\ 2}$. При этом амплитуда Φ_o формируемых оптических импульсов $\Phi(t)$ получается меньше величины $\Phi_{мах}$, которая обеспечивается при условии $f_{вх\ 2} = f_{вх\ 1}$ (рис. 107), однако длительность оптических импульсов $\Phi(t)$ на уровне их половинной мощности $P_Ф/2$, при условии $f_{вх\ 2} = 2 \cdot f_{вх\ 1}$, получается меньше. Это указывает на возможность формирования коротких оптических импульсов $\Phi(t)$, при соответствующем подборе величин частот $f_{вх\ 1,\ 2}$ входных сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}(t)$ управления ПЛДИ. В случае применения входных сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}(t)$ с постоянными напряжениями $|U_{о\ вх\ 1,\ 2}| \geq U_{пор}$, на оптическом выходе Ф устройства будет генерироваться постоянное оптическое излучение Φ_o с интенсивностью, прямо пропорциональной пастоянной величине $U_{о\ вх\ 1,\ 2}$. Здесь отметим, что мощность $P_Ф$ оптического излучения $\Phi(t)$ ограничена только объемом АИО- 1 ПЛДИ, и может быть

сделана большой при хорошем активном охлаждении устройства. Кроме того, излучательная оптическая мощность $P_Ф$ легко увеличивается путем увеличения числа пар транзисторных структур БТ, подключенных к общей АИО- 1 ПЛДИ. Таким образом, предложенный ПЛДИ отличается большими функциональными возможностями, т. к. работает от двух независимых источников входных сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}\ (t)$ накачки, что позволяет изменением параметров этих сигналов формировать короткие оптические импульсы $Ф\ (t)$, получить деление частоты, а также позволяет осуществить детектирование сигналов с фаза-частотной модуляцией. Кроме того, подбором параметров АИО- 1 ПЛДИ, осуществляется существенное улучшение диаграммы направленности оптического излучения $Ф\ (t)$, т. е. получение оптического луча с минимальной расходимостью. В планарном варианте ПЛДИ (рис. 106, в) между коллекторами $К_{1,\ 2}$ включены дополнительные источники постоянных напряжений $\pm\mathcal{E}_{1,\ 2}$, при помощи которых создаются соответствующие электрические поля $\boldsymbol{E}_{1,\ 2}$ в коллекторных областях 2 и 5, расположенных между соответствующими базовыми областями 3, 6 и подложкой 16. Электрические поля $\boldsymbol{E}_{1,\ 2}$ направлены по оси x и это обеспечивает эффективный дрейфовый перенос неравновесных дырок ($p\cdot\Delta V$) и электронов ($n\cdot\Delta V$), инжектируемых в коллеторные области 2 и 5 соответствующими транзисторными структурами 2-3-4 и 5-6-7. Для обеспечения равномерного распределения коллекторных токов $i_{К\ 1,\ 2}\ (t)$, эмиттерные p^+- и n^+- области 4 и 7 делаются многоэмиттерной конструкции и имеют форму одинаковых прямоугольников, где меньшие боковые стороны эмиттеров 4 и 7, расположенные перпендикулярно АИО- 1, тоже изолированы от соответствующих баз 3 и 6. В заключении отметим, что для обеспечения более быстрого перераспределения инжектированных электронов ($n\cdot\Delta V$) и дырок ($p\cdot\Delta V$) в объеме АИО- 1 ПЛДИ, эта область 1 сделана из ВП и выполняется с соответствующим градиентом $|\partial\Delta E_g/\partial x|$ варизонности, направленным от ее центра в сторону коллекторных областей 2 и 5 транзисторных структур БТ.

Предложенная структура ПЛДИ (рис. 106) может быть изготовлена из полупроводника с прямым излучательным переходом – из зоны проводимости E_c в валентную зону E_v, например, из арсенида галлия (GaAs), или из полупроводника с непрямым излучательным переходом между этими зонами, например, из германия (Ge) или кремния (Si). В последнем случае для повышения вероятности излучательного перехода необходимо участие фонона, причем фонон может возбуждаться, например, соответствующем инфракрасном освещением АИО- 1 ПЛДИ, или при помощи возбуждения акустических волн в объеме АИО- 1, и т. д.

Например, из GaAs предложенная структура ПЛДИ (рис. 106, б) может быть изготовлена технологическими операциями по кремневой (Si) планарной технологии в следующей последовательности: 1- в полупроводниковой пластинке 1 – подложке i- типа проводимости с одной ее поверхности формируется скрытая коллекторная область 8 p^+- типа проводимости и вокруг ее кольцевая область 10 n^+- типа проводимости; 2- с другой противоположной поверхности пластинки 1 методом второй диффузии или имплантации формируется напротив расположенная скрытая коллекторная область 9 n^+- типа проводимости, и вокруг ее кольцевая область 10 p^+- типа проводимости, причем толщина подложки 1 соответствует размеру АИО- 1 ПЛДИ; 3- далее на обеих поверхностях подложки 1 наносятся эпитаксиальные слои 2 и 5 умеренного легирования p- и n- типов проводимости, соответствующие типу проводимости скрытой области 8 и 9, соответственно, расположенных в подложке 1; 4- далее в соответствующих эпитаксиальных слоях 2 и 5 непосредственно над скрытыми областями 8 и 9 методом третей диффузии или имплантации формируются области 3 и 4, образующие p^+-n переход, и области 6 и 7, образующие n^+-p переход; 5- далее методом, например, скрайбирования скалываются соответствующие плоскости 12 и 13 и при необходимости они покрываются соответствующими отражательными покрытиями, например, из алюминия (Al); 6- на соответствующих полупроводниковых областях методом, например, напыления Al

наносятся соответствующие омические контакты ПЛДИ. Предложенная структура ПЛДИ, показанная на рис. 106, в, изготавливается аналогичным образом с одной – свободной поверхности эпитаксиального i- слоя 1, нанесенного на диэлектрической подложке 16. В данном случае добавляется технологическая операция создания изолирующих областей 14 и 15, например, методом селективного вытравливания канавок. Вытравленные канавки 14 и 15 при необходимости могут быть заполнены, например, методом плазменного осаждения диэлектрического материала, например, SiO_2.

5.11. Оптоэлектронный функциональный генератор

Предложенный оптоэлектронный функциональный генератор (ОЭФГ) работает по принципу, изложенному в [141]. Структурная схема ОПП, выполняющего функцию отклонения оптического луча Φ и в дальнейшем называемого полупроводниковым оптическим модулятором (ПОМ), показана на рис. 110.

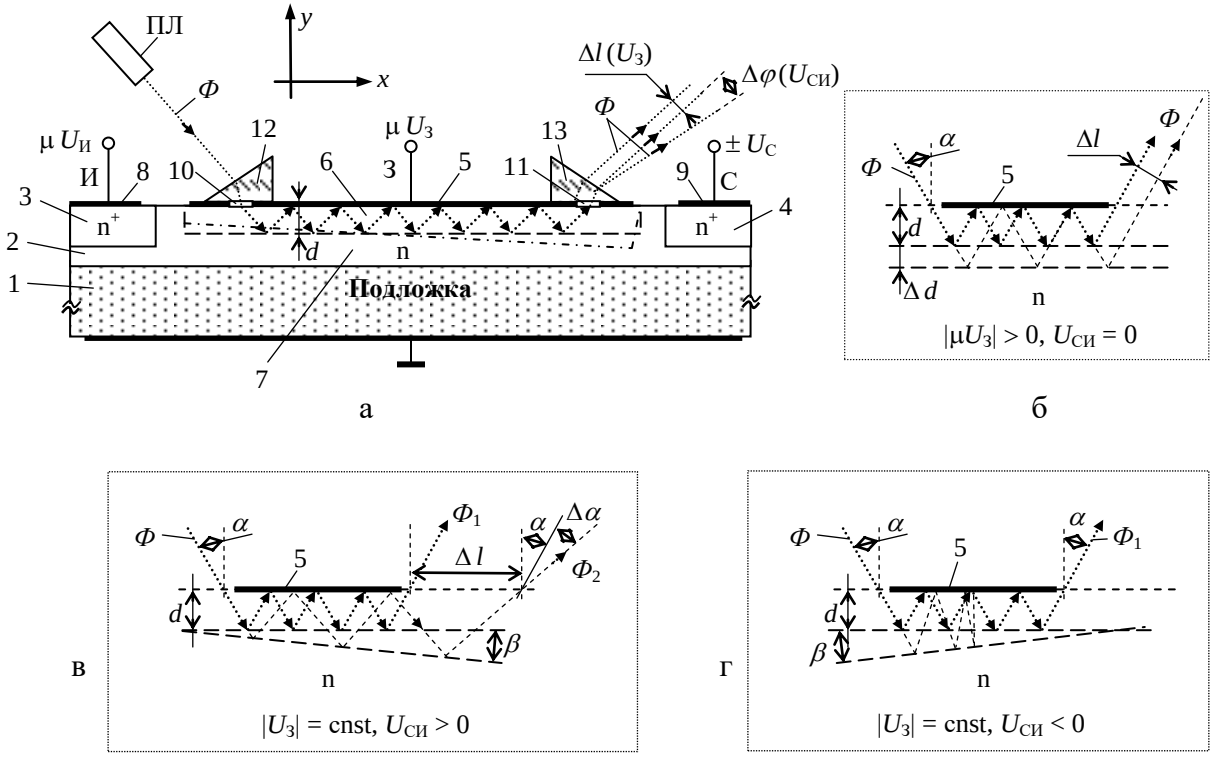


Рис. 110. Структурная схема ПОМ (а) и диаграммы прохождения оптического луча $\Phi(t)$ при разных значениях управляющих напряжений $U_З$ и $U_{СИ}$ (б)–(г), здесь цифрами обозначено: 1 – подложка; 2 – эпитаксиальный слой n- типа проводимости; 3, 4 – высоколегированные подконтактные области n^+- типа проводимости; 5 – металлический контакт Шоттки – заивор З; 6 – ООЗ; 7 – канал; 8 и 9 – омические контакты истока И и стока С, соответственно; 10 и 11 – оптические окна; 12 и 13 – оптические призмы

Из рис. 110 видно, что сущность работы ПОМ основана на эффекте отражения оптического луча $\Phi(t)$ от поверхностной грани между ООЗ и нейтральной областью n-полупроводника в контакте Шоттки. Это отражение возможна из-за разности значений показателей преломления $n_{ООЗ}$ и n_n в соответствующих областях ПОМ, причем необходимо условие $n_{ООЗ} < n_n$. Таким образом предложенный ПОМ соответствует структуре ПТ Шоттки с нормально открытым каналом 7, причем в этой структуре в противоположных концах периферии металлического затвора З (5) Шоттки, рядом с

контактами истока И (8) и стока С (9), сделаны оптические окна 10 и 11, соответственно, над которыми смонтированы две оптические призмы 12 и 13, соответственно, для ввода и вывода оптического луча $\Phi(t)$ в и из ООЗ контакта Шоттки, соответственно.

Алгоритм изготовления ПОМ аналогичен технологическому процессу изготовления ПТ Шоттки с той лишь разницей, что металлический контакт затвора З (5) Шоттки сделан в виде узкой, достаточно протяженной, полоски 5 от истока И (8) к стоку С (9), и в концах металлизации этой полоски 5 сделаны оптические окна 10 и 11, соответственно, для свободного прохождения оптического луча $\Phi(t)$.

ПОМ, показанный на рис. 110, работает следующим образом.

Включается источник светового луча $\Phi(t)$, например, полупроводниковый лазер (ПЛ), и этот луч Φ направляется на элемент оптической связи 12, например, на оптическую призму, при помощи которой осуществляется ввод светового луча $\Phi(t)$ в область 6 – ООЗ перехода Шоттки. Угол падения луча $\Phi(t)$ на поверхность призмы 12 ввода этого луча Φ устанавливается таким, чтобы на выходе – призме 13 вывода луча Φ регистрировался световой сигнал $\Phi(t)$, чем заканчивается юстировка ПОМ. Для управления направленностью распространения выходного луча $\Phi(t)$, к контакту $U_З$ затвора З (5) относительно подложки 1 прикладывается управляющее напряжение $U_З$ соответствующей полярности. При $U_З < 0$, толщина d ООЗ контакта Шоттки увеличивается на величину $+\Delta d$ и это приводит к параллельному смещению луча $\Phi(t)$ на соответствующую величину $+\Delta l$ "вниз" относительно исходного положения. При $U_З > 0$, толщина d ООЗ контакта Шоттки уменьшается на величину $-\Delta d$ и это приводит к параллельному смещению луча Φ на соответствующую величину $-\Delta l$ "верх" относительно исходного положения. Из геометрического чертежа, показанного в ставке на рис. 110, б, несложно показать, что смещениеΔl определяется выражением:

$$\Delta l = 2 \cdot \Delta d \cdot \sin \alpha, \tag{140}$$

здесь α – угол падения светового луча $\Phi(t)$ на поверхность окна 10 в затворе З (5).

Другой вариант управления направленностью распространения выходного луча $\Phi(t)$ в предложенном ПОМ (рис. 110, а) осуществляется при $U_З = \text{const}$ и с использованием в качестве управляющего сигнала напряжение $U_{ИС}$. В данном случае, при $U_{ИС} > 0$, вдоль канала ПТ Шоттки протекает ток стока $i_С(t)$, под действием которого ООЗ контакта Шоттки искривляется так, как это показано в ставке на рис. 110, в. При этом на выходе устройства – призме 13 вывода луча Φ, выходной луч $\Phi(t)$ смещается с первоначальной позиции Φ_1 в позицию Φ_2 в сторону стока С на величину Δl и одновременно луч Φ_2 отклоняется на дополнительный угол $\Delta\alpha$ "вправо". Из геометрического чертежа, показанного в ставке на рис. 110, в, можно показать, что смещение Δl выходного луча $\Phi(t)$ определяется эмпирическим выражением следующего вида:

$$\Delta l \approx d \cdot [\text{tg}(\alpha + \beta) - \text{tg}\alpha] \cdot \exp(m \cdot \beta / \alpha), \tag{141}$$

здесь: α – угол падения светового луча $\Phi(t)$ на поверхность окна 10 в затворе 5; β – угол наклона дна ООЗ относительно исходного положения; m – число отражений падающего луча $\Phi(t)$ от дна ООЗ.

Дополнительный угол $\Delta\alpha$ отклонения выходного луча Φ_2 от первоначального положения Φ_1 можно определить эмпирическим выражением следующего вида:

$$\Delta\alpha \approx 2 \cdot m \cdot \beta. \tag{142}$$

В другом случае, при $U_{ИС} < 0$, вдоль канала ПТ Шоттки протекает ток истока $i_И(t)$ в противоположном направлении – от стока С к истоку И, под действием которого ООЗ контакта Шоттки искривляется так, как это показано в ставке на рис. 110, г. В данном случае на выходе устройства – призме 13 вывода луча Φ, выходной луч $\Phi(t)$ смещается с первоначальной позиции Φ_1 в сторону истока И на величину Δl и одновременно выходной луч Φ отклоняется на дополнительный угол $\Delta\alpha$ "влево". Здесь отметим, что этот режим

управления ПОМ отличается тем, что при определенной величине β возможно полное "отражение" луча $\Phi(t)$ в оптическом канале ООЗ и при этом сигнала на выходе нет ($\Phi \approx 0$). Поэтому такой режим управления ПОМ позволяет осуществит коммутацию оптического луча $\Phi(t)$ – "включено"при $\Phi > 0$, что соответствует ЛУ – "1", и "выключено" при $\Phi = 0$, что соответствует ЛУ – "0". Очевидно, что коммутация выходного луча $\Phi(t)$ возможна и в других описанных режимах управления ПОМ. Далее заметим, что, для обеспечения компактности предложенного ПОМ, элементы оптической связи 12 и 13 могут быть выполнены в виде решеточного элемента связи, который может быть сделан из различных типов диэлектрических решеток, и т. д. [142]. Кроме того отметим, что эффективность работы ПОМ существенно возрастает при выполнении канала 7 с поперечным градиентом $\partial N_d / \partial y$ легирования примесями доноров N_d, направленным перпендикулярно к плоскости затвора 3 (5). Еще в другом варианте выполнения ПОМ оптические окна 10 и 11 сделаны между n^+– областями 3, 4 и соответствующими краями металлического слоя 5 затвора 3, а между n– слоем 2 и подложкой 1 распложен металлический слой – зеркало, изолированный от n– слоя 2.

Структурная-принципиальная схема предложенного ОЭФГ показана на рис. 111.

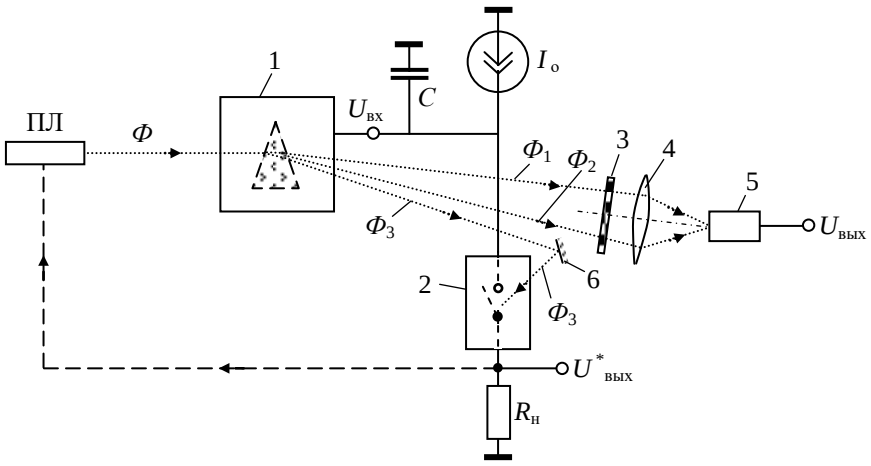


Рис. 111. Структурная-принципиальная схема предложенного ОЭФГ, здесь цифрами обозначено: 1– электрически управляемый блок отклонения светового луча $\Phi(t)$; 2 – ОЭК; 3 – прозрачная ширма с записью изображения функции выходного функционального сигнала $u_{вых}(t)$; 4 – собирающая линза; 5 – ФЭП; 6 – зеркало

Из рис. 111 видно, что предложенный ОЭФГ от описанного в [141] отличается отсутствием дополнительных генераторов электрических сигналов управления блоком 1 отклонения светового луча $\Phi(t)$, подаваемого от источника света Φ, например, ПЛ. В рассматриваемом устройстве сканирующий блок 1, например, ПОМ, показанный на рис. 110, а, управляется электрическим сигналом $u_C(t)$ – напряжением на конденсаторе C, которое, в свою очередь, формируется током I_o от источника постоянного тока. Источник тока I_o, конденсатор C и вход $U_{вх}$ блока 1 соединены с оптоэлектронным ключом 2 (ОЭК), который заземлен через резистор $R_н$ нагрузки – выполняющего функцию дополнительного выхода $U^*_{вых}$ устройства. ОЭК может быть выполнен по схеме, например, Оустонского ключа [143], работающего в режиме насыщения с целью обеспечения необходимой задержки выключения. В других вариантах ОЭК может быть выполнен по разным оптоэлектронным схемам с применением различных фотодиодов, фототранзисторов и прочее [144, 145], а также в качестве ОЭК может быть применены предложенные ОПП, описанные далее в следующих параграфах настоящей главы.

Предложенный ОЭФГ, показанный на рис. 111, работает следующим образом.

Световой луч $\Phi(t)$ от включенного ПЛ проходит через сканирующий блок 1 и по первоначальному пути распространения луч Φ_1 проходит через соответствующий край

прозрачной ширмы 3 с записью изображения функции функционального выходного сигнала $u_{вых}(t)$, и далее через собирающую линзу 4 попадает в фотоэлектрический преобразователь (ФЭП). Первоначальный путь распространения луча Φ_1 соответствует напряжению $u_C(t_0) \approx 0$ и, начиная с момента времени t_o включения источника тока I_o, напряжение $u_C(t)|_{t \geq t_o}$ увеличивается по линейному закону до максимального значения $U_{o\,C}$, определяемого выражением следующего вида:

$$U_{o\,C} = I_o \cdot (t_1 - t_0)/C. \qquad (143)$$

Из (143) следует, что оптический луч Φ_1 отклоняется "вниз" до позиции Φ_2 и при этом сканирует запись изображения функции функционального сигнала $u_{вых}(t)$ на ширме 3, вследствие чего на выходе $U_{вых}$ ФЭП – выходе устройства снимается аналогичный функциональный сигнал $u_{вых}(t)$. С дальнейшим возрастанием $u_C(t) \geq U_{o\,C}$, луч Φ_2 дальше отклоняется "вниз" и при отклонении до позиции Φ_3, луч попадает на отражающее зеркало 6, а от него на первоначально "закрытого" ОЭК (2). Под действием луча Φ_3, начиная с момента времени t_1, ОЭК (2) из "закрытого" состояния, отличающимся достаточно большим сопротивлением $R_{ОЭК\ (выкл)} >> R_н$, переключается в "открытое" состояние с относительно малым сопротивлением $R_{ОЭК\ (вкл)} << R_н$, вследствие чего конденсатор C сравнительно быстро разрежается через резистор $R_н$ нагрузки. Этот процесс разряда происходит по экспоненте с постоянной времени $\tau_{RC} \approx R_н \cdot C$, и напряжение $u_C(t)$ уменьшается до величины $u_C(t_2) \approx R_н \cdot I_o = U_{пор}$. При этом луч света $\Phi(t)$ возвращается в исходное – первоначальное положение Φ_1 и, начиная с момента времени $t_2 \approx t_1 + 2{,}2 \cdot \tau_{RC}$, процессы повторяются, причем на выходе $U^*_{вых}$ формируются синхронные импульсные сигналы $u^*_{вых}(t)$ с амплитудой $U^*_o \cong U_{пор} + U_{o\,C}$, и с периодом повторения T^*, определяемом выражением:

$$T^* \cong t_1 - t_0 + \Delta t_{ОЭК}, \qquad (144)$$

здесь $\Delta t_{ОЭК} \approx 3 \cdot \tau_{RC}$ – длительность задержки переключения ОЭК (2).

Описанный процесс работы ОЭФГ иллюстрируется временными диаграммами, показанными на рис. 112.

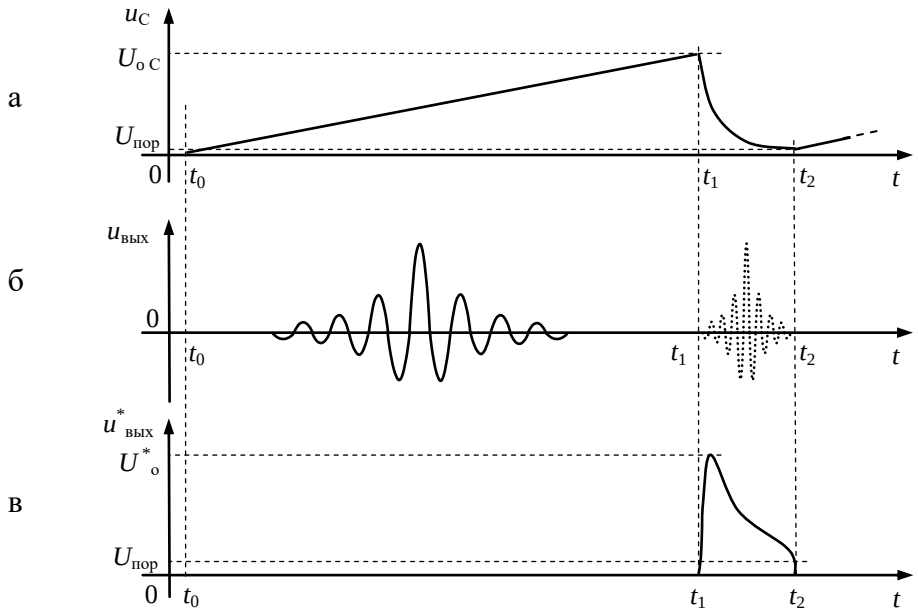


Рис. 112. Временные диаграммы напряжений в ОЭФГ, показанном на рис. 111, здесь: а – напряжение $u_C(t)$ на конденсаторе C; б – напряжение $u_{вых}(t)$ на выходе $U_{вых}$ устройства; в – напряжение $u^*_{вых}(t)$ на дополнительном выходе $U^*_{вых}$ устройства

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

Из рис. 112 видно, что в прозрачной ширме 3 можно записать самые различные изображения функций функционального сигнала $u_{вых}(t)$ и произвести их конвертирование в соответствующий электрический сигнал $u_{вых}(t)$. В частности, на прозрачной ширме 3 можно записать изображение функции функционального сигнала $u_{вых}(t)$ в виде математической функции $(\sin x)/x$, электрическое воспроизведение которой позволяет на выходе $U_{вых}$ устройства генерировать электрический сигнал $u_{вых}(t)$ со спектром частот f_i, огибающая амплитуд $U_{о\ вых\ i}$ которого имеет форму прямоугольника. Из рис. 112, б, также видно, что в промежутке времени $(t_2 - t_1)$, т. е. во время разряда конденсатора C, возвращающийся луч $\Phi(t)$ из позиции Φ_3 в позицию Φ_1 сканирует прозрачную ширму 3 в обратном направлении и на выходе $U_{вых}$ ОЭФГ – выходе устройства формируется обращенный функциональный сигнал $u^*_{вых}(t)$ с большей частотой $f^*_{вых}$ заполнения. При необходимости устранения этого сигнала можно использовать импульсный сигнал $u^*_{вых}(t)$ для выключения ПЛ на промежуток времени $\Delta t = t_2 - t_1$, что показано на рис. 112 штриховой линией связи управления ПЛ.

Далее отметим, что показанный на рис. 112, б, функциональный сигнал $u_{вых}(t)$ можно использовать для измерения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) различных электронных устройств, например, усилителей сигналов, и т. д.

Способ измерения АЧХ различных электронных устройств (ЭУ), например, операционного усилителя (ОУ), показан структурной схемой измерительного устройства на рис. 113.

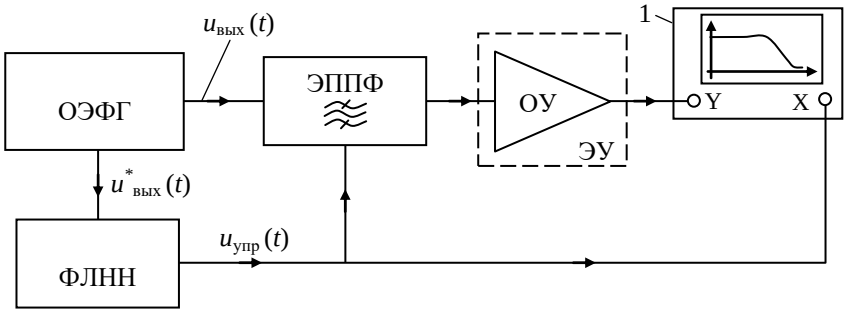


Рис. 113. Структурная схема измерительного устройства для измерения АЧХ различных электронных устройств (ЭУ), здесь цифрой 1 обозначен двухканальный осциллограф, работающий в режиме “Лиссажу фигуры”

Из рис. 113 видно, что сущность предложенного способа измерения АЧХ различных ЭУ основан на применении осциллографического метода получения визуальной информации на его экране. Для этой цели используется двухканальный осциллограф 1, работающий в режиме “Лиссажу фигуры”, при котором внутренняя развертка электронного луча в электронно-лучевой трубке отключена, а сигналы управления электронным лучом подаются непосредственно на соответствующие входы Y и X для отклонения этого луча в вертикальном и горизонтальном направлениях, соответственно.

Устройство для измерения АЧХ различных ЭУ, в частности ОУ, показанный на рис. 113, работает следующим образом.

От включенного ОЭФГ функциональный сигнал $u_{вых}(t)$ в виде функции $(\sin x)/x$ подается на вход электрически перестраиваемого полосового фильтра (ЭППФ) частот, с выхода которого выделенный сигнал с определенной частотой f_i, соответствующей мгновенному значению $u_{упр}(t)$ напряжения управления ЭППФ, подается на вход ОУ, с выхода которого сигнал с той же частотой f_i подается на вход Y двухканального осциллографа 1. Одновременно с другого выхода ОЭФГ синхронный импульсный сигнал $u^*_{вых}(t)$ запуска подается на вход формирователя линейно нарастающего напряжения (ФЛНН), с выхода которого сформированный пилообразный сигнал $u_{упр}(t)$ подается на вход управления ЭППФ и на вход X двухканального осциллографа 1. Таким образом, во

время действия одного периода пилообразного сигнала $u_{упр}$ (t), на экране электронно-лучевой трубки двухканального осциллографа 1 наблюдается АЧХ – $U_{о\ вых\ ОУ}$ (f_i) измеряемого ЭУ, например, ОУ. Предложенный способ измерения АЧХ различных ЭУ отличается сравнительной простотой его реализации, из-за отсутствия сравнительно сложного генератора качающейся частоты. Далее отметим, что при необходимости отображения АЧХ в логарифмическом масштабе, между выходом ОУ и входом Y, а также между разветвлением линии передачи сигнала $u_{упр}$ (t) с выхода ФЛНН и входом X двухканального осциллографа 1, включаются логарифмические устройства, например, логарифмические усилители, выполненные на базе ОУ [146].

5.12. Оптоэлектронный способ повышения быстродействия включения транзисторного ключа на оптоэлектронном БТ

Общеизвестная проблема в полупроводниковой электронике заключается в том, что при повышении мощности ПП, это, как правило, влечет к уменьшению быстродействия такого ПП. Один из возможных путей решения данной проблемы был предложен в 1981 г. [147], сущность которого показана структурной схемой устройства на рис. 114.

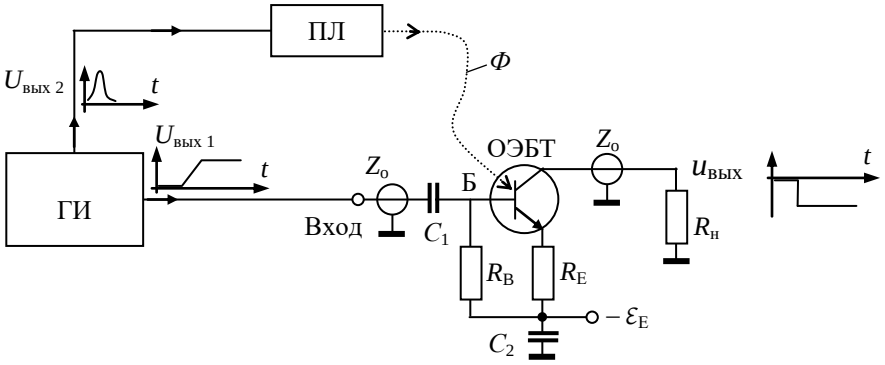


Рис. 114. Структурная-принципиальная схема устройства, позволяющая решит проблему одновременного повышения мощности и быстродействия включения транзисторного ключа на ОЭБТ

Из рис. 114 видно, что сущность предложения заключается в одновременном воздействием на оптоэлектронный БТ (ОЭБТ) двумя синхронными сигналами включения – электрическим сигналом $u_{вх}$ (t) скачкообразной формы – типа функции Хэвисайда, и относительно коротким импульсом света Φ (t). Для этой цели используется ГИ с двумя синхронно связанными выходами: $U_{вых\ 1}$ – выход скачкообразного сигнала $u_{вых\ 1}$ (t) и $U_{вых\ 2}$ – выход относительно короткого импульсного сигнала $u_{вых\ 2}$ (t). Скачкообразный сигнал $u_{вых\ 1}$ (t) подается на базовый вывод Б ОЭБТ, включенного по схеме с ОЭ, а импульсный сигнал $u_{вых\ 2}$ (t) запуска подается на ПЛ, с оптического выхода которого сформированный синхронный оптический импульс Φ (t) тоже подается на базовую область ОЭБТ. Временные диаграммы этих сигналов, поясняющие принцип действия предложенного способа повышения быстродействия включения транзисторного ключа на ОЭБТ, включенного по схеме с ОЭ, показаны на рис. 115.

Устройство, показанное на рис. 114, работает следующим образом.

При включенном ГИ на его выходах $U_{вых\ 1,\ 2}$ в момент времени $t_о$ генерируется сигнал $u_{вых\ 1}$ (t) (рис. 115, а) и $u_{вых\ 2}$ (t) (рис. 115, в), соответственно, которые поступают на соответствующие входы нормально закрытого ключа на ОЭБТ и на ПЛ. Под действием только включающего сигнала $u_{вых\ 1}$ (t), ПХ включения ключа на ОЭБТ соответствует временной диаграмме $u_{вых}$ (t), показанной на рис. 115, б, из которой видно, что в этом случае имеем существенную задержку t_d времени включения и сравнительно большую

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

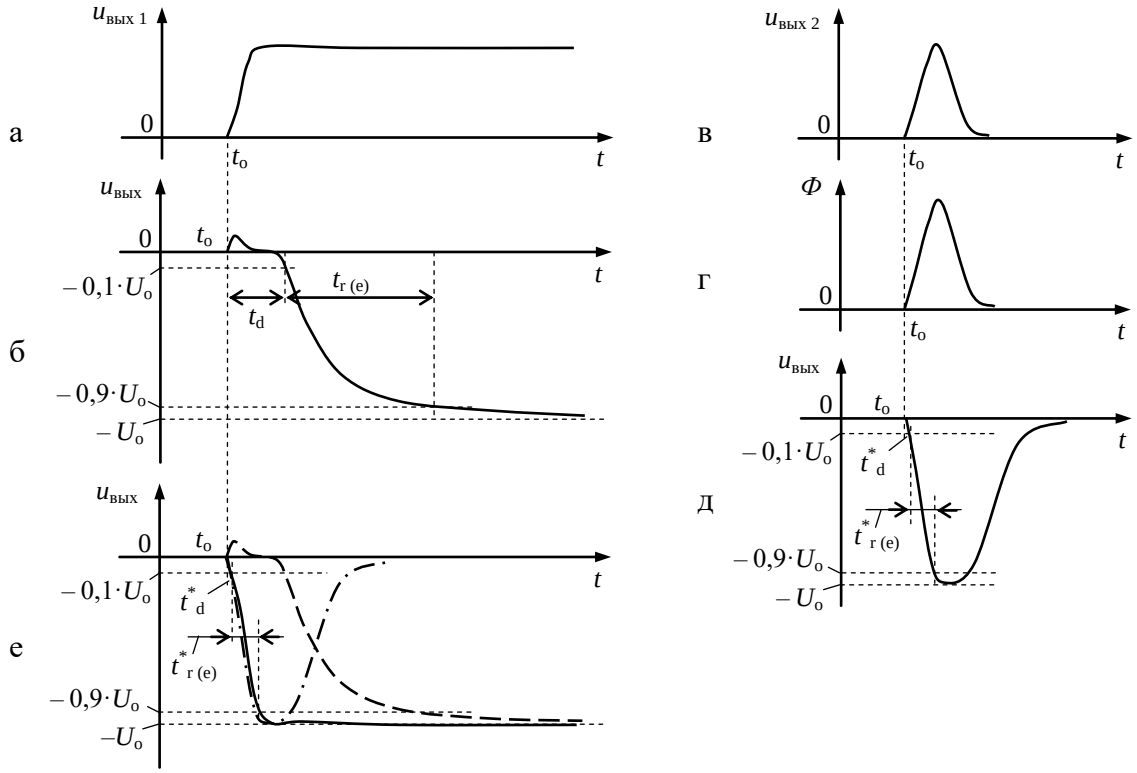


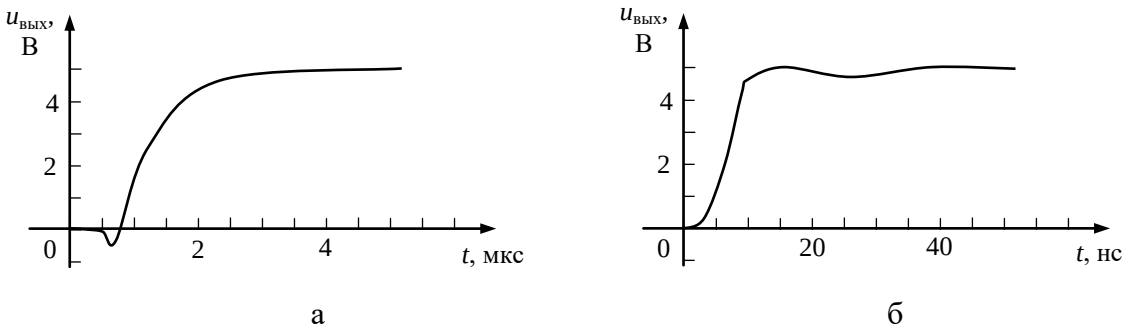
Рис. 115. Временные диаграммы сигналов $u_{вых\ 1,\ 2}\,(t)$ и $\Phi\,(t)$, поясняющие принцип действия предложенного способа повышения быстродействия включения транзисторного ключа на ОЭБТ, включенного по схеме с ОЭ (рис. 114)

длительность $t_{r\ (e)}$ нарастания фронта ПХ. При освещении базовой области ОЭБТ только импульсом света $\Phi\,(t)$ (рис. 115, г), который под воздействием сигнала $u_{вых\ 2}\,(t)$ (рис. 115, в) формируется на оптическом выходе ПЛ и передается на базовую область ОЭБТ при помощи, например, оптического волокна Φ, ПХ включения ключа на ОЭБТ соответствует временной диаграмме $u_{вых}\,(t)$, показанной на рис. 115, д. Из этой диаграммы видно, что длительность $t^*_{r\ (e)}$ нарастания фронта ПХ, при оптическом воздействии на ОЭБТ, соответствует длительности оптического импульса $\Phi(t)$. При одновременной подаче сигналов $u_{вых\ 1}\,(t)$ и $\Phi\,(t)$, ПХ включения ключа на ОЭБТ соответствует временной диаграмме $u_{вых}\,(t)$, показанной сплошной кривой на рис. 115, е, где также штриховой и штрих-пунктирной кривыми представлены соответствующие ПХ, при воздействии только сигналом $u_{вых\ 1}\,(t)$ или $\Phi\,(t)$. Из рис. 115, е, видно, что длительность $t^*_{r\ (e)}$ нарастания фронта ПХ, при включении ОЭБТ предложенным способом, соответствует этой длительности при воздействии на ОЭБТ только оптическим сигналом $\Phi(t)$, а плоская вершина ПХ включения соответствует ПХ включению ОЭБТ только сигналом $u_{вых\ 1}\,(t)$, причем время t^*_d задержки получается существенно меньшей.

Экспериментальные исследования показали, что длительность $t^*_{r\ (e)}$ нарастания фронта ПХ, при включении сравнительно низкочастотных ОЭБТ только оптическим импульсным сигналом $\Phi\,(t)$, соответствует длительности $\Delta t_{1/2}$ импульсов $\Phi\,(t)$ на уровне их половинной мощности $P_\Phi\,/2$, и получается существенно меньше длительности $t_{r\ (e)}$ нарастания фронта ПХ, при включении этих ОЭБТ только электрическим сигналом $u_{вых\ 1}\,(t)$ с длительностью $t_{r\ 1}$ нарастания фронта много меньше $t_{r\ (e)}$ ($t_{r\ 1} << t_{r\ (e)}$).

На рис. 116, а, б, представлены экспериментально измеренные типичные осциллограммы ПХ включения низкочастотного ОЭБТ p-n-p типа с $f_T \approx 1$ МГц, включенного по схеме с ОЭ, и переключаемого из нормально закрытого состояния в открытое состояние с насыщением.

Из рис. 116 видно, что длительность $t^*_{r\ (e)} \approx 1{,}5$ нс нарастания фронта ПХ



а б

Рис. 116. Типичные осциллограммы ПХ включения низкочастотного ОЭБТ p-n-p типа с $f_T \approx 1$ МГц, включенного по схеме с ОЭ, при воздействии от ГИ только включающим электрическим скачкообразным сигналом $u_{вых\ 1}(t)$ с длительностью $t_г \approx 50$ нс (а) и при одновременном воздействии с тем же электрическим сигналом $u_{вых\ 1}(t)$ и оптическим импульсом $\Phi(t)$ с длительностью $\Delta t_{1/2} \approx 10$ нс (б)

включения ОЭБТ (рис. 116, б), переключаемого предложенным способом (рис.114), получается, по крайней мере, на три порядка меньше этой длительности $t_{г\ (е)} \approx 1{,}5$ мкс, при обычном включении ОЭБТ только электрическим сигналом $u_{вых\ 1}(t)$ (рис.116, а), который переключает этот ОЭБТ из нормально закрытого состояния в открытое состояние с насыщением.

Для максимального использования возможностей предложенного способа повышения быстродействия включения относительно низкочастотного мощного транзисторного ключа на ОЭБТ, необходимо усовершенствовать структуру ОЭБТ. Два из возможных вариантов усовершенствования структуры мощного ОЭБТ показаны на рис. 117, откуда видно, что сущность предложения обусловлена в выполнении структуры ОЭБТ, например, n-p-n типа проводимости, в виде кольца с оптическим окном 9 в центре пассивной базовой области 2 p- типа проводимости.

Первый вариант выполнения структуры ОЭБТ показан на рис. 117, а.

Из рис. 117, а, видно, что омические контакты 6–8 эмиттера Э, коллектора К, базы Б, соответственно, и дополнительный базовый контакт Б* (11), выполнены по обеим сторонам плоскостей планарной структуры ОЭБТ, причем базовый контакт Б (8) с соответствующей подконтактной сильно легированной областью 5 пассивной базы p^+-типа проводимости выполнена в центре круговой структуры ОЭБТ и окружена контактом 7 кольцевого коллектора К с соответствующей подконтактной сильно легированной кольцевой областью 4 n^+- типа проводимости, а контакт 6 кольцевого эмиттера Э с соответствующей подконтактной сильно легированной кольцевой областью 1 n^+- типа проводимости выполнены в виде круговой полоски – кольца на противоположной поверхности планарной структуры ОЭБТ. Центральная площадь пассивной базы 2*, окруженная эмиттерным Э кольцом 1-6, сделана прозрачной с оптическим окном 9 для оптического освещения Φ центральной пассивной области базы 2*. Толщина W_B активной базовой области 2 – расстояние между областью 1 эмиттера Э n^+- типа проводимости и областью 3 коллектора К n- типа проводимости сделано меньше диффузионной длины $L_{d\,B}$ ННЗ – электронов n_p в области 2 базы p- типа проводимости, с соблюдением условия $W_B > d_{pn\ max\ (B)}$ – часть максимальной толщины $d_{pn\ max}$ ООЗ p-n перехода между областями 2-3 в базе 2, что обеспечивает достижение максимальной мощности ОЭБТ. Естественно, что ширина кольцевой области 3-4 коллектора К сделана больше ширины кольцевой области 1 эмиттера Э и ее перекрывает, причем вся структура ОЭБТ со стороны коллекторной области 4 помещена на электрически изолированный теплоотвод 10. Кроме того, в базовой области 2 сделано продольное встроенное квази-электрическое поле $\boldsymbol{E}_B$,

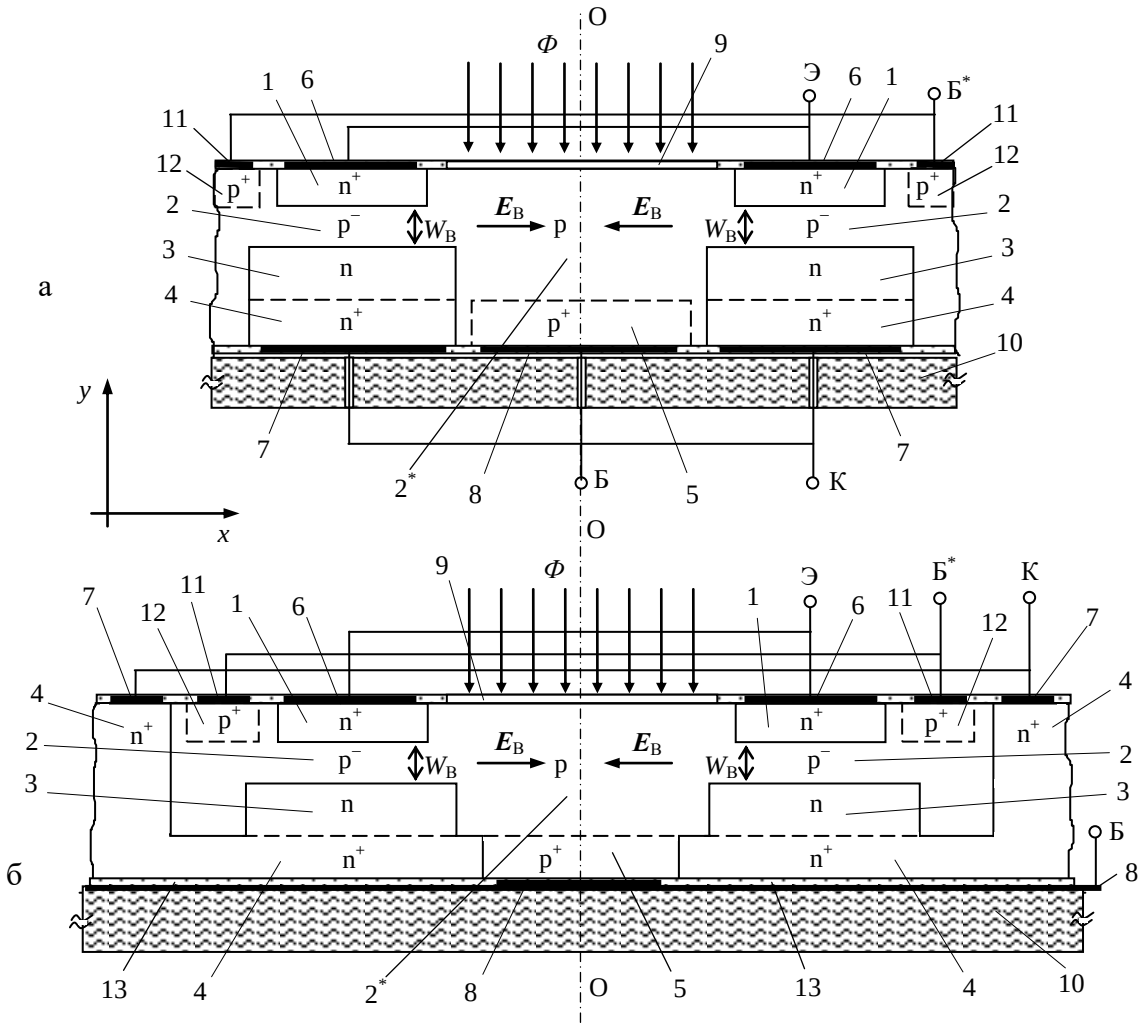


Рис. 117. Возможные усовершенствования структуры мощного ОЭБТ, предназначенного для максимального использования возможностей предложенного способа повышения быстродействия включения ОЭБТ из нормально закрытого состояния в открытое состояние, здесь цифрами обозначено: 1 – эмиттерная область n^+- типа проводимости; 2 – базовая активная область p- типа с продольным градиентом $|\partial N_a / \partial x|$ легирования акцепторными примесями $N_a(x)$, направленным в центр пассивной базовой области 2^*; 3 и 4 – сравнительно слабо и относительно сильно легированные области коллектора n- и n^+- типа проводимости, соответственно; 5 – сильно легированная подконтактная область пассивной базы 2^* p^+- типа проводимости; 6–8 – омические контакты эмиттера Э, коллектора К и пассивной базы Б, соответственно; 9 – оптическое окно в центре пассивной базовой области 2^*; 10 – теплоотвод (радиатор); 11 – радиальный металлический контакт к периферийной пассивной области базы 2; 12 – сильно легированная подконтактная область p^+- типа периферийной пассивной базы 2; 13 – изолирующий слой, например, SiO_2

например, при помощи продольного градиента $\partial N_a / \partial x$ легирующей примеси $N_a(x)$ акцепторов в базе, направленного от ее активной области 2 в центр пассивной базовой области 2^* p- типа, или для базовой области 2-2^* n- типа проводимости, наоборот – от ее центра пассивной области 2^* в сторону активной области 2 базы, что обеспечивает дрейф ННЗ в базе от ее пассивной центральной части 2^* в сторону ее активной части 2. Здесь отметим, что для более эффективной работы ОЭБТ, источник света $\Phi(t)$ – ПЛ может быть

смонтирован непосредственно на оптическом окне 9 ОЭБТ. Далее отметим, что сделать структуру ОЭБТ с продольным градиентом $\partial N_a / \partial x$ в базе технологически сложная задача. Поэтому база Б ОЭБТ делается с поперечным градиентом $\partial N_a / \partial y$, аналогично структурам дрейфовых БТ, и, с целью замены функции продольного градиента $\partial N_a / \partial x$ в базе, пассивная базовая область 12 в периферии снабжается дополнительным кольцевым омическим контактом Б* (11), окружающим кольцевого эмиттерного контакта 6 (117, а).

Второй вариант структуры ОЭБТ показан на рис. 117, б.

Из рис. 117, б, видно, что все омические контакты 6–8 и 11 выполнены на одной поверхности с эмиттерным Э контактом 6 планарной конструкции. При этом дополнительный базовый контакт Б* (11) с соответствующей подконтактной сильно легированной областью 12 p^+- типа проводимости и коллекторный контакт К (7) с соответствующей подконтактной сильно легированной областью 4 n^+- типа проводимости выполнены в виде круговых полосок – колец, окружающих кольцевой контакт 6 эмиттера Э, причем кольцевой базовый контакт 11 расположен между кольцевыми контактами эмиттера Э (6) и коллектора К (7). Далее, расположенная на противоположной стороне по отношению к эмиттерной кольцевой области 1 металлический базовый контакт 8 сделан сплошной по всей площади структуры ОЭБТ и имеет тепловой контакт с теплоотводом 10, а в периферии этот контакт 8 соединен с выводом базы Б. При этом коллекторная сильнолегированная кольцевая n^+- область 4 отделена от металлического контакта 8 базы Б при помощи изолирующего слоя 13, например, SiO_2.

ОЭБТ, показанные на рис. 117, работают следующим образом.

При отсутствии освещения ($\Phi = 0$), через закрытый коллекторный p-n переход 2-3 течет относительно небольшой обратный ток $I_{CE\ o}$ насыщения в схеме с ОЭ, который обусловлен ННЗ в соответствующих областях 2 – базы и 3 – коллектора, а также инжекцией ННЗ, восстанавливающей нейтральность базы, из нормально закрытого эмиттерного p-n перехода 1-2. При поступлении через оптическое окно 9 оптического освещения $\Phi(t) > 0$ на пассивную область 2* базы, в ней генерируется ЭДП, если оптический сигнал $\Phi(t)$ имеет длину волны $\lambda \le \lambda_{кр}$ – критическая длина волны оптического сигнала для полупроводникового материала базы 2*. При этом оптически сгенерированные неравновесные ННЗ в пассивной базе 2* – электроны ($n_p \cdot \Delta V$) для базы p- типа и дырки ($p_n \cdot \Delta V$) для базы n- типа проводимости, под действием встроенного квази-электрического поля $\boldsymbol{E}_B$ дрейфуют в активную область 2 базы и создают коллекторный ток $i_C(t) >> I_{CE\ o}$, чем обеспечивается сравнительно быстрое включение ОЭБТ в "открытое" состояние из "закрытого" состояния. Здесь отметим, что возрастанию тока $i_C(t)$ дополнительно способствует оптически сгенерированные неравновесные ОНЗ в пассивной базе 2* – электроны ($n_n \cdot \Delta V$) для базы n- типа и дырки ($p_p \cdot \Delta V$) для базы p- типа проводимости, под действием которых, из-за выполнения условия нейтральности базы, из эмиттера 1 в активную базу 2 инжектируются дополнительные ННЗ. Таким образом, при освещении пассивной области 2* базы оптическим сигналом $\Phi(t)$, ОЭБТ быстро переключается из нормально "закрытого" состояния в "открытое" состояние, причем степень насыщения "открытого" ОЭБТ определяется интенсивностью оптического луча $\Phi(t)$. Здесь отметим, что во втором варианте выполнения структуры ОЭБТ (рис. 117, б), коллекторный ток $i_C(t)$ дополнительно стимулируется экстракцией оптически сгенерированных неравновесных ННЗ в периферии активной базы 2 ее пассивной части коллекторного p-n^+ перехода 2-4. Далее отметим, что в обеих структурах ОЭБТ металлический контакт 8 пассивной базы 2* (рис. 117) выполняет дополнительную функцию, а именно повышения эффективности оптического воздействия на ОЭБТ, из-за отражения оптических фотонов ($h \cdot \nu$) обратно в пассивную область 2* базы. В обеих структурах ОЭБТ, при отсутствии продольного градиента $\partial N_a / \partial x$ в базе, дрейфовый перенос оптически сгенерированных неравновесных ННЗ в пассивной базе 2* в активную область 2 базы стимулируется при помощи электрического поля $E_{UБ*Б}$, создаваемого напряжением $U_{Б*Б}$ между выводами Б* и Б базы. При этом $U_{Б*Б} > 0$ для базы p- типа и

$U_{Б*Б} < 0$ для базы n- типа проводимости. В заключении отметим, что для эффективной работы предложенного ОЭБТ необходимо выполнить следующее условие: $\bar{t}_{d\ ННЗ\ (В)} < \tau_{ef\ В}$, здесь $\bar{t}_{d\ ННЗ\ (В)}$ – среднее время продольного пролета ННЗ в базе от ее пассивной области 2^* до активной области 2, находящейся непосредственно под эмиттерной областью 1.

Предложенные структуры ОЭБТ, показанные на рис. 117, могут быть изготовлены, например, из кремния (Si), технологическими операциями по кремневой планарной технологии, например, в следующей последовательности: 1- в полупроводниковой пластинке 2-2^* – подложке, например, умеренного легирования p- типа проводимости, с одной ее поверхности методом диффузии или имплантации формируются кольцевые области 3-4 коллектора n^+-n- типа и сильнолегированная подконтактная область 5 пассивной базы 2^* p^+- типа проводимости; 2- далее, подложка 2-2^* с другой поверхности стравливается до определенной толщины и методом диффузии или имплантации формируется продольной градиент $\partial N_a / \partial x$ распределения акцепторных примесей N_a (x) легирования в базовом слое 2-2^*, или эта операция пропускается; 3- далее, методом диффузии или имплантации формируется соответствующая кольцевая область 1 эмиттера n^+- типа и во втором варианте глубокие контактные кольцевые области 4 n^+- типа; 4- далее, методом диффузии или имплантации формируется соответствующая кольцевая область 11 p^+- типа, для дополнительного базового контакта $Б^*$; 5- далее, методом, например, вакуумного напыления металла, например, Al, к соответствующим областям структуры формируются омические контакты Э, Б, $Б^*$ и К ОЭБТ.

5.13. ПЛ с перестраиваемой длиной λ волны генерируемого оптического сигнала

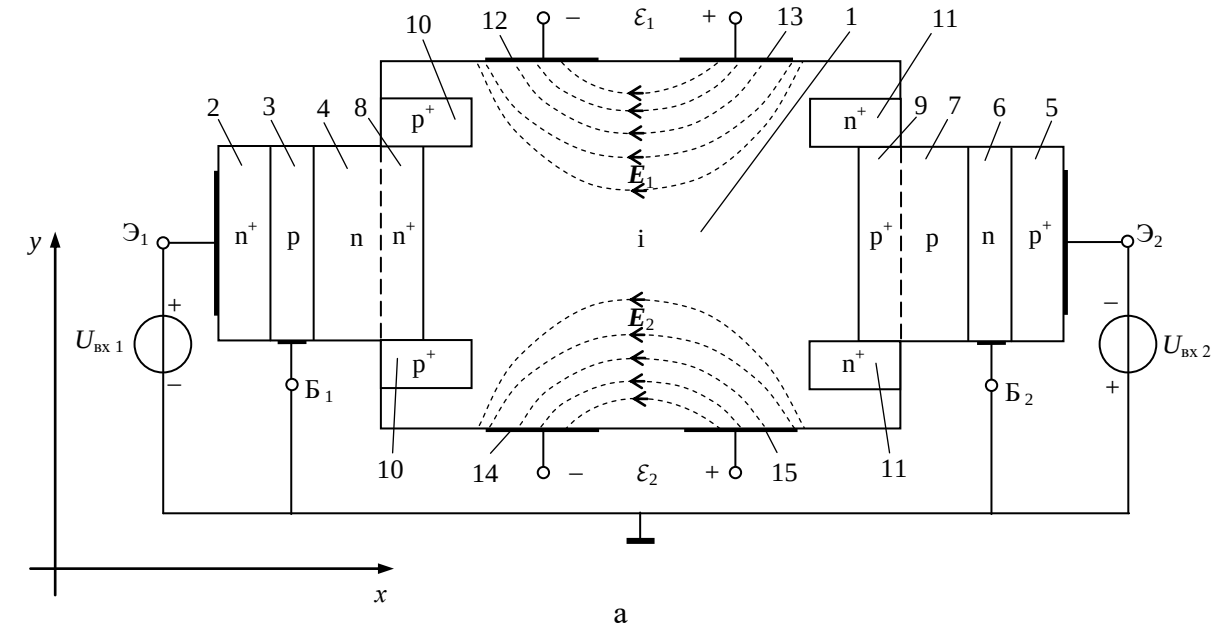
Источники света $E_Ф = h \cdot \nu$ с перестраиваемой длиной $\lambda = c/\nu$ волны генерируемого оптического сигнала $Ф$ имеют широкое применение в различных научных и прикладных исследованиях, а также в различных областях практического применения. Излучаемая ПЛ длина $\lambda_{ПЛ}$ оптического сигнала $Ф$ определяется электрооптическими параметрами АИО ПЛ и прежде всего зависит от ширины ΔE_g запрещённой зоны между энергетическими уровнями E_c и E_v в n- и p- областях ПЛ, соответственно, что следует из известного выражения:

$$\lambda_{ПЛ} \cong h \cdot c_{АИО} / \Delta E_g, \qquad (145)$$

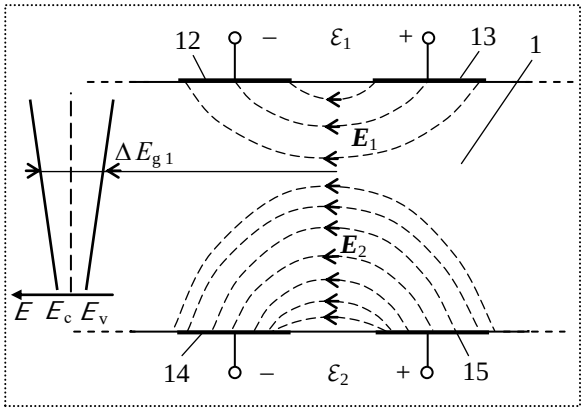
здесь h – постоянная Планка, $c_{АИО}$ – скорость света в полупроводнике АИО ПЛ.

В настоящее время в различных конструкциях ПЛ значения $\lambda_{ПЛ}$ перекрывают спектральный диапазон от $\lambda_{ПЛ} \cong 0{,}3$ мкм до $\lambda_{ПЛ} \cong 45$ мкм. Таким образом, все факторы, оказывающие действие на ширину ΔE_g запрещённой зоны полупроводника – температура T, давление $\mathscr{P}$, магнитное поле $\boldsymbol{B}$, влияют на длину $\lambda_{ПЛ}$ волны излучаемой ПЛ, а также длина $\lambda_{ПЛ}$ волны зависит и от показателя преломления $\boldsymbol{n}$ полупроводниковой среды его АИО. Это позволяет осуществлять перестройку длины $\lambda_{ПЛ}$ волны излучаемой ПЛ, например, для спектроскопических целей и т. д. Также необходимо отметить, что длина $\lambda_{ПЛ}$ волны излучаемая ПЛ зависит от прямого тока $I_{нкч}$ накачки ПЛ [148]. Однако все эти методы изменения длины $\lambda_{ПЛ}$ волны излучаемой ПЛ имеют существенные недостатки из-за сложности их реализации, а также отличаются нежелательной зависимостью других параметров излучаемого оптического сигнала $Ф$, в частности, при перестройке длины $\lambda_{ПЛ}$ волны излучаемой ПЛ, например, при помощи тока $I_{нкч}$, одновременно изменяется интенсивность излучения $Ф$. Для увеличения диапазона перестройки длины $\lambda_{ПЛ}$, без влияния на другие параметры излучаемого оптического сигнала $Ф$, предлагается использовать ПЛ с АИО из ВП. Возможная структура ПЛ с ВО в АИО показана на рис. 118, а, откуда видно, что сущность предложения обусловлена в использовании в § 5.10 описанного ПЛДИ с усовершенствованной конструкцией его АИО- 1.

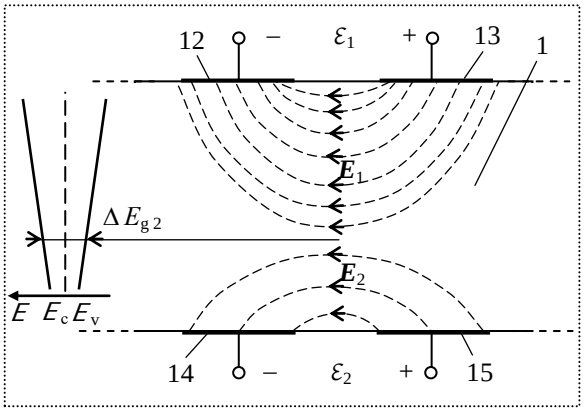
Усовершенствованную структуру ПЛДИ будем называть перестраиваемым ПЛДИ



а



б



в

Рис. 118. Разрез структуры ППЛДИ (а) и вид силовых линий напряженности $E_{1,\,2}$ электрических полей $\boldsymbol{E}_1$ и $\boldsymbol{E}_2$, показанных штриховыми линиями, при $\mathcal{E}_1 < \mathcal{E}_2$ (б) и при $\mathcal{E}_1 > \mathcal{E}_2$ (в), здесь цифрами обозначено: 1 – активная излучательная область i- типа проводимости (АИО); 2–4 – эмиттерная, базовая и коллекторная области структуры БТ n-p-n типа проводимости, соответственно; 5–7 – эмиттерная, базовая и коллекторная области структуры БТ p-n-p типа проводимости, соответственно; 8 и 9 – скрытые высоколегированные области n^+- и p^+- коллекторов структур БТ n-p-n и p-n-p типа проводимости, соответственно; 10 и 11 – кольцеобразные высоколегированные области p^+- и n^+- типов проводимости, соответственно; 12–15 – металлические полоски с омическими контактами к активной излучательной области 1 (АИО)

(ППЛДИ), в котором АИО- 1 выполнена из ВП с градиентом варизонности, направленным по оси y – перпендикулярно оси симметрии расположения транзисторных структур БТ, причем $БТ_1$ – полупроводниковые области 2–4, 8 и $БТ_2$ – 5–7, 9. При этом градиент $\partial\Delta E_g/\partial y$ варизонности полупроводника выполнен параллельно плоскостям зеркал в АИО- 1 и перпендикулярно к поверхностям АИО- 1, на которых нанесены омические контакты 10–13. Омические контакты 10–13 выполнены в виде параллельных металлических полосок, расположенных вдоль АИО- 1 по направлению к поверхностям с зеркалами, причем одна пара полосок 10 и 11 нанесена на одной поверхности симметрично

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

относительно центра АИО- 1, а другая пара 12 и 13 нанесена на другой против расположенной поверхности симметрично относительно первой пары полосок 10 и 11.

ППЛДИ, показанный на рис. 118, а, работает следующим образом.

Омические контакты $Б_{1,\ 2}$ базовых областей 3 и 6, соответствующих структур БТ, соединяются с ОШ устройства, а к эмиттерным контактам $Э_{1,\ 2}$ областей 2 и 5 подключаются соответствующие источники $U_{вх\ 1,\ 2}$ управляющих сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}\ (t)$, например синусоидальной формы. При одинаковых частотах $f_{вх\ 1} = f_{вх\ 2} = f_{вх}$ и противоположных фазах $\varphi_{\ вх\ 1} = \varphi_{\ вх\ 2} \pm 180^{o}$ входных сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}\ (t)$, оптическое излучение $\Phi(t)$ будет максимальной интенсивности Φ_{max} со средней длиной $\overline{\lambda}_{ПЛ}$ волны излучения ППЛДИ, определяемой выражением:

$$\overline{\lambda}_{ПЛ} \cong h \cdot c_{АИО} / \Delta\overline{E}_{g}, \qquad (146)$$

здесь $\Delta\overline{E}_{g}$ – среднее значение ширины запрещённой зоны между средними энергетическими уровнями $\overline{E}_{c}$ и $\overline{E}_{v}$ в определенной части варизонной АИО- 1.

Определенная часть варизонной АИО- 1, где для инжектируемой ЭДП создается условие инверсной населенности, устанавливается при помощи управляющих напряжений $\mathcal{E}_1$ и $\mathcal{E}_2$, подаваемых между омическими контактами 12-13 и 14-15, соответственно. Полярность включения управляющих напряжений $\mathcal{E}_1$ и $\mathcal{E}_2$ выбирается из условия создания ускоряющего электрического поля $\boldsymbol{E}$ для инжектированных электронов ($n \cdot \Delta V$) и дырок ($p \cdot \Delta V$) в АИО- 1, что на рис. 118, а, показано соответствующими силовыми линиями напряженности $E_{1,\ 2}$ электрических полей $\boldsymbol{E}_1$ и $\boldsymbol{E}_2$, показанных штриховыми линиями, которые создается соответствующими управляющими напряжениями $\mathcal{E}_1$ и $\mathcal{E}_2$, при условии $\mathcal{E}_1 = \mathcal{E}_2$. При этом условии, с увеличением $\mathcal{E}_{1,\ 2}$, спектр излучения ППЛДИ сужается и приближается к одномодовому режиму излучения, т. к. определенная часть АИО- 1, в которой под действием увеличивающихся полей $\boldsymbol{E}_1$ и $\boldsymbol{E}_2$ обеспечивается максимальная плотность инжектированной ЭДП, сужается в центре АИО- 1. При условии $\mathcal{E}_1 \neq \mathcal{E}_2$ и одновременном их изменении, определенная часть АИО- 1 с максимальной плотностью ЭДП передвигается вдоль оси y в сторону поверхности АИО- 1 с меньшим напряжением $\mathcal{E}_1$ или $\mathcal{E}_2$, подключенных между соответствующими контактами 12-13 или 14-15, что показано в ставках на рис. 118, б – для случае $\mathcal{E}_1 < \mathcal{E}_2$, и на рис. 118, в – для случае $\mathcal{E}_1 > \mathcal{E}_2$.

Зависимость средней длины $\lambda_{ПЛ}$ волны оптического излучения $\Phi(t)$ от величин управляющих напряжений $\mathcal{E}_{1,\ 2}$ определяется направлением градиента $\partial\Delta E_g / \partial y$ варизонности в АИО- 1, а именно, при совпадении направлений градиента $\partial\Delta E_g / \partial y$ варизонности и оси y, с увеличением $\mathcal{E}_1 > \mathcal{E}_2$, длина $\lambda_{ПЛ}$ увеличивается, т. к. определенная часть АИО- 1 с максимальной плотностью ЭДП передвигается напротив вдоль оси y – в сторону уменьшения $\Delta E_g \Rightarrow \Delta E_{g\ 2}$ (рис. 118, в). И наоборот, с уменьшением $\mathcal{E}_1 < \mathcal{E}_2$, длина $\lambda_{ПЛ}$ уменьшается, т. к. определенная часть АИО- 1 с максимальной плотностью ЭДП передвигается по направлению вдоль оси y – в сторону увеличения $\Delta E_g \Rightarrow \Delta E_{g\ 1}$ (рис. 118, б). Здесь отметим, что для улучшения эффективности излучательной способности ППЛДИ, в его АИО- 1 можно создать дополнительные электрические поля, способствующие отражение ЭДП в направлении центра АИО- 1 от ее поверхностей с зеркалами. Для этого на эти поверхности наносятся дополнительные пары металлических полосок с соответствующими омическими контактами для подключения дополнительных двух источников напряжения $\mathcal{E}^*_1$ и $\mathcal{E}^*_2$, причем расположение этих полосок и полярность включения этих источников напряжения соответствует симметрии поворота полосок 12–15 на угол 90^{o} вокруг оси симметрии структур БТ.

Предложенная структура ППЛДИ, показанная на рис. 118, а, может быть изготовлена, например, из арсенида галлия (GaAs), по той же технологии, что и структура ПЛДИ, показанная на рис. 106, а.

Упрощенный варианта ППЛДИ показан на рис. 119.

На рис. 119 представлен разрез структуры ППЛДИ, в котором отсутствует эффект

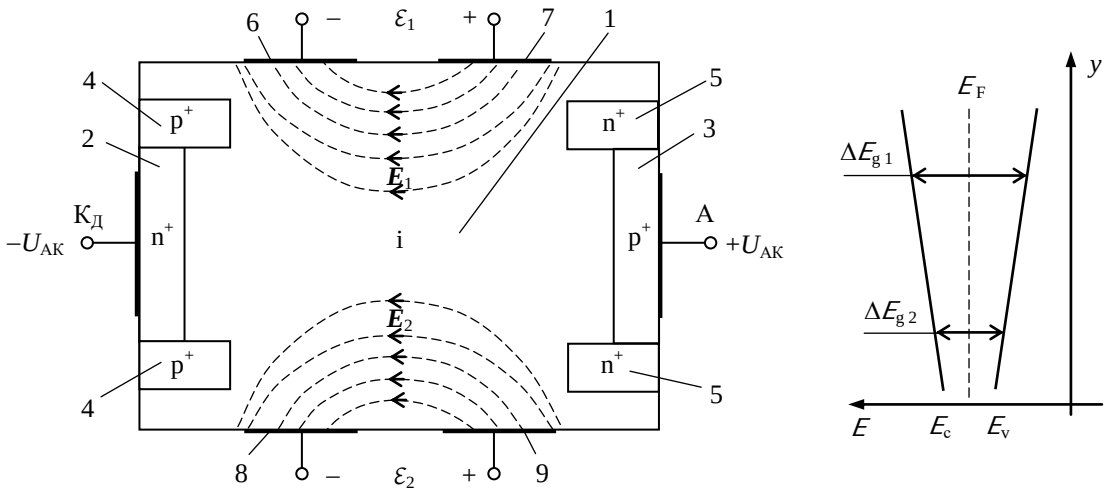


Рис. 119. Разрез структуры ППЛ (а) и диаграмма зависимости ширины ΔE_g в АИО- 1 в направлении *y* (б), здесь цифрами обозначено: 1 – АИО i- типа проводимости; 2 – катодная область n^+- типа с омическим контактом катода $К_Д$; 3 – анодная область p^+- типа с омическим контактом анода А; 4 и 5 – кольцеобразные высоколегированные области p^+- и n^+- типов, соответственно; 6–9 – металлические полоски с омическими контактами к АИО- 1

двойной инжекции ЭДП и, в данном случае, полупроводниковое лазерное устройство будем называть *перестраиваемым полупроводниковым лазером* (ППЛ).

Из рис. 119 видно, что ППЛ от ППЛДИ отличается отсутствием транзисторных структур БТ и по существу является p^+-i-n^+- диодом. Поэтому инжекция ЭДП в АИО- 1 осуществляется прямосмещающим напряжением $U_{АК} > 0$, приложенным между контактами анода А и катода $К_Д$. Далее ППЛ работает также, как и ППЛДИ, с той лишь разницей, что нет возможности управления соотношением концентраций электронов *n* с дырками *p* в инжектируемой ЭДП в АИО- 1.

Предложенная структура ППЛ, показанная на рис. 119, может быть изготовлена, например, из арсенида галлия (GaAs), по той же технологии, что и структура ПЛДИ, показанная на рис. 106, а.

В заключении отметим, что ППЛДИ и ППЛ могут быть использованы в оптоэлектронных устройствах для получения устройств сканирования-отклонения оптического сигнала *Ф*, позволяющих получить дополнительную функцию отклонения оптического луча *Ф*, что показано на рис. 120.

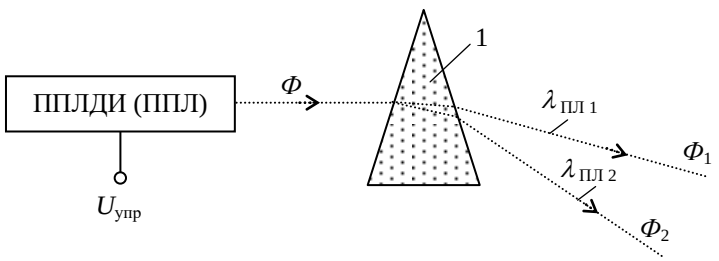


Рис. 120. Оптоэлектронное сканирующее устройство для отклонения оптического луча *Ф*, здесь цифрой 1 обозначен призменный элемент, и $\lambda_{ПЛ\,2} < \lambda_{ПЛ\,1}$

Из рис. 120 видно, что оптический луч *Ф* отклоняется при помощи обыкновенной оптической призмы 1 с показатель преломления $n_{пр} > n_{ср}$ – показатель преломления

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

среды – воздуха. Сканирование оптического луча Φ достигается при помощи управляющего напряжения $U_{\text{упр}}$, под действием которого изменяется длина $\lambda_{\text{ПЛ}}$ волны оптического излучения Φ, генерируемого в ППЛДИ или ППЛ.

5.14. Полупроводниковый оптоэлектронный генератор

Полупроводниковый оптоэлектронный генератор (ПОЭГ) и временные диаграммы его действия показаны на рис. 121.

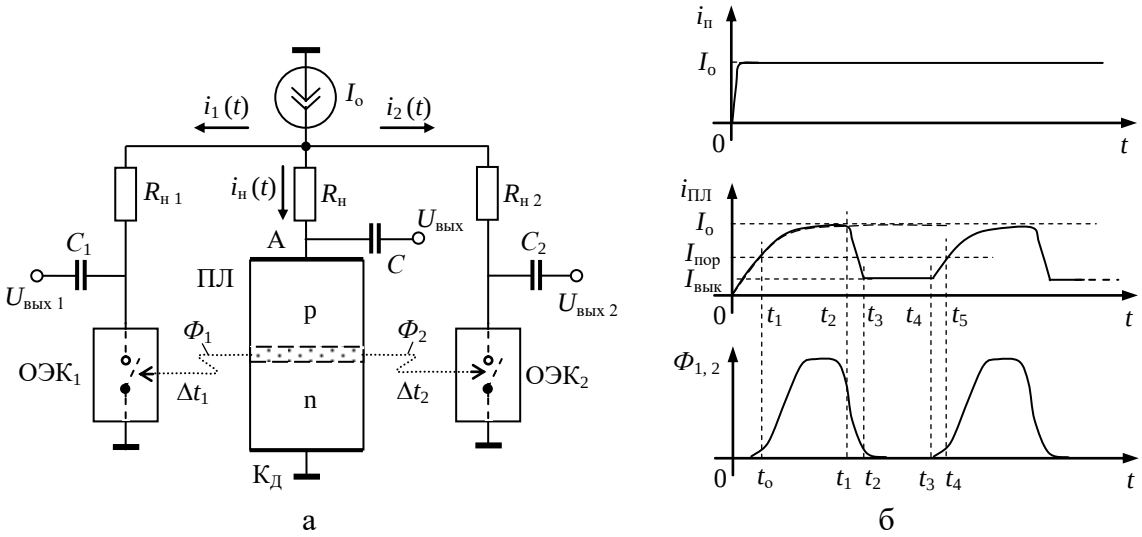


Рис. 121. Принципиальная-блок схема предложенного ПОЭГ (а) и временные диаграммы (б), поясняющие его работу

Из рис. 121, а, видно, что сущность предложенного ПОЭГ обусловлена в применении источника I_o тока в качестве источника питания рассматриваемого устройства. К источнику I_o тока через соответствующие резисторы $R_{н,\ н\ 1,\ н\ 2}$ нагрузки подключены ПЛ и ОЭК$_{1,\ 2}$, а выходами $U_{вых,\ вых\ 2,\ вых\ 1}$ устройства являются средние узлы соединений $R_{н,\ н\ 1,\ н\ 2}$ с ПЛ и с ОЭК$_{1,\ 2}$, соответственно. Для обеспечения работоспособности предложенного ПОЭГ, в нем, в качестве ОЭК$_{1,\ 2}$, могут быть использованы любые ОЭПП, имеющие два состояния – “выключено” при сравнительно большом сопротивлении $(R_{вык} + R_{н\ 1,\ 2})/2 >> R_н + R_{ПЛ\ o}$, и “включено” при сравнительно малом сопротивлении $(R_{вкл} + R_{н\ 1,\ 2})/2 << R_н + R_{ПЛ\ o}$, здесь: $R_{вык}$ и $R_{вкл}$ – сопротивления ОЭК$_{1,\ 2}$ во “выключенном”, при отсутствии оптического воздействия ($\Phi \approx 0$), и во “включенном”, при наличии оптического воздействия ($\Phi > 0$), состояниях, соответственно; $R_{ПЛ\ o}$ – сопротивление ПЛ в его рабочей точке при излучении оптического сигнала Φ.

Предложенный ПОЭГ (рис. 121) работает следующим образом.

При включении источника I_o тока, вначале ($t_o = 0$) ток питания $i_п\ (t) = I_o$ от источника тока I_o потечет по цепи: резистор $R_н$ и ПЛ – $i_н\ (t_o) = I_o$, т. к. ОЭК$_{1,\ 2}$ находятся в состоянии “выключено”. При условии, что $I_o > I_{пор}$ – пороговый ток ПЛ, в определенный момент времени t_1 ток $i_{\ ПЛ}\ (t) \equiv i_н\ (t)$ через ПЛ достигает величину $I_{пор}$, при которой начинается оптическое излучение $\Phi_{1,\ 2}\ (t) > 0$, что на рис. 121, б, показано соответствующими временными диаграммами. Симметричные оптические сигналы $\Phi_{1,\ 2}$ от ПЛ через определенный промежуток времени $\Delta t_{1;\ 2} = t_2 - t_1$ задержки, которые в общем случае могут быть разными, в определенный момент времени t_2 воздействуют на соответствующие ОЭК$_{1,\ 2}$ и их переключают во “включенные” состояния. При этом ток I_o от источника тока разделяется на три составляющие токов:

$$I_{н\ 1} + I_{н\ 2} + I_н = I_o, \tag{147}$$

здесь: $I_{н\ 1,\ 2}$ – установившиеся значения токов $i_{\ 1,\ 2}\ (t)$ в цепях $R_{н\ 1,\ н\ 2}$ и $ОЭК_{1,\ 2}$, соответственно; $I_н$ – установившийся ток $i_н\ (t)$ в цепи $R_н$ и ПЛ.

При условии, что $I_н < I_{пор}$, в определенный момент времени t_3 в ПЛ прекращает излучение ($Ф \approx 0$) и $ОЭК_{1,\ 2}$ через определенные соответствующие промежутки времени $\Delta t^*_{\ 1,\ 2} = t_4 - t_3$ задержки, которые в общем случае могут быть разными, переключаются во "выключенные" состояния. При этом ток $i_{ПЛ}(t)$ через ПЛ увеличивается и в определенный момент времени t_5 достигает величину $I_{пор}$, при которой начинается оптическое излучение $Ф_{1,\ 2}\ (t) > 0$, и т. д., процессы повторяются. Таким образом, предложенный ПОЭГ генерирует оптические импульсы $Ф_{1,\ 2}\ (t)$, которые могут быть частично выведены в наружу устройства, и одновременно на выходах $U_{вых,\ 1,\ 2}$ устройства генерируются соответствующие синхронные с импульсами $Ф_{1,\ 2}\ (t)$ выходные электрические сигналы $u_{вых,\ 1,\ 2}\ (t)$ с амплитудами $U_{о\ вых\ 1,\ 2} \cong I_о \cdot R_{н\ 1,\ 2}/2$ и $U_{о\ вых} \cong (I_о - I_{вык}) \cdot R_н$, и с периодом $T_{вых}$, определяемом из выражения:

$$T_{вых} \cong t_4 - t_1 \cong \Delta t_{1,\ 2} + \Delta t^*_{\ 1,\ 2}. \qquad (148)$$

Время задержки $\Delta\ t_{1,\ 2}$ распространения оптических сигналов $Ф_{1,\ 2}\ (t)$ зависит от расстояния между ПЛ и $ОЭК_{1,\ 2}$, а величина $\Delta t^*_{\ 1,\ 2}$ определяется импульсными свойствами применяемых $ОЭК_{1,\ 2}$. Здесь отметим, что в другом варианте исполнения ПОЭГ резисторы $R_{н,\ н\ 1,\ н\ 2}$ нагрузки могут быть соединены непосредственно с корпусом устройства – "заземлены", а источник тока $I_о$ к этим резисторам может быть подключен через соответствующие ПЛ и $ОЭК_{1,\ 2}$. Далее, при условии: $R_{вкл} + R_{н\ ,\ н\ 1,\ н\ 2} << R_н + R_{ПЛ\ о}$, можно обойтись только с одним $ОЭК_1$ или $ОЭК_2$, и при этом на оптическом выходе ПОЭГ получается максимальная выходная мощность оптического сигнала $Ф_2\ (t)$ или $Ф_1\ (t)$, соответственно.

5.15. Полупроводниковый прибор с накоплением заряда

Для формирования крутых перепадов напряжения с длительностью фронта нарастания $t_г < 1$ нс используются полупроводниковые диоды с накоплением заряда (ДНЗ) [73, 144, 149], в которых при помощи ВЭП в базе осуществляется накопление избыточных ННЗ в близи p-n перехода. Одним из недостатков известных ДНЗ является то, что при пропускании прямого тока $I_{прм}$ через него, ННЗ накапливаются в областях эмиттера – сильнее легированной области, и базы – относительно слабее легированной области, а это неблагоприятно влияет на вторую фазу восстановления обратного сопротивления p-n перехода ДНЗ. Другим недостатков известных ДНЗ является то, что созданное тормозящее ВЭП в его базе в близи p-n перехода неблагоприятно влияет на величину напряжения $U_{мах}$ – максимальное допустимое значение в обратном направлении, которое получается меньшим. Этих и других недостатков известных ДНЗ можно исключить в предложенном полупроводниковом приборе с накоплением заряда (ППНЗ), разрез структуры которого и принципиальная схема включения показаны на рис. 122.

Из рис. 122 видно, что предложенный ППНЗ выполнен в виде диода (n^{++}-n)-p-p^{++}-типа проводимости с градиентом $\partial N_d / \partial\ y > 0$ легирующей донорной примеси $N_d\ (y)$ в области 3 – катода $К_Д$. В этой области 3 дополнительно встроена высоколегированная кольцеобразная эмиттерная область 4 p^{++}- типа проводимости с соответствующим кольцевым контактом 7 эмиттера Э.

Устройство с предложенным ППНЗ, показанное на рис. 122, работает следующим образом.

Включается источник напряжения $\mathcal{E}_о$ смещения и через p-n переход 3-4 эмиттера Э течет прямой ток $I_{пр}$ накопления ННЗ – дырок ($p_n \cdot \Delta V$) в области 3 катода $К_Д$. Количество заряда Q_p накопленных дырок ($p_n \cdot \Delta V$) определяется выражением:

$$Q_p \approx I_{пр} \cdot \tau_{эфф\ (р)}. \qquad (149)$$

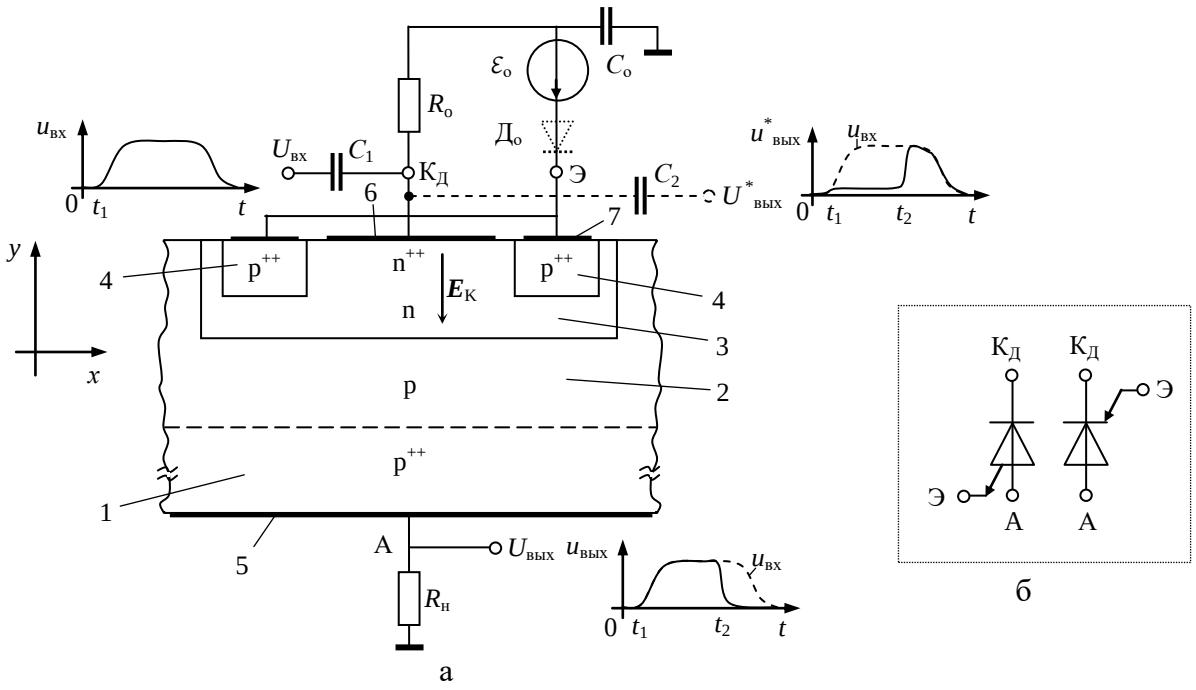


Рис. 122. Конструкция структуры предложенного ППНЗ и временные диаграммы, поясняющие его работу (а), и схемотехнический вариант обозначения предложенного ППНЗ (б), здесь цифрами обозначено: 1 – высоколегированная полупроводниковая подложка – анод А p^{++}- типа проводимости; 2 – низколегированный эпитаксиальный слой p- типа проводимости; 3 – диффузионная область катода К$_Д$ с градиентом $\partial N_d/\partial y$ легирования n^{++}–n- типа проводимости; 4 – высоколегированный кольцеобразный эмиттер Э p^{++}- типа проводимости; 5–7 – омические контакты А, К$_Д$ и Э к соответствующим областям структуры ППНЗ

В выражении (149) $\tau_{эфф\ (р)}$ – эффективное время жизни дырок p_n в катодной n-области 3.

В момент времени t_1 через конденсатор C_1 на вход $U_{вх}$ – катод К$_Д$ (6) ППНЗ подается входной ПИ – $u_{вх}\ (t)$ положительной полярности со сравнительно пологими фронтами нарастания $t_{r\ вх}$ и спада $t_{f\ вх}$. При этом, из-за наличия заряда Q_p в катодной области 3 ППНЗ, через катод К$_Д$ протекает обратный ток $i_{обр}\ (t)$ с амплитудой $I_{обр} \approx \approx U_{о\ вх}/R_н$, здесь $U_{о\ вх}$ – амплитуда входного ПИ. Ток $i_{обр}\ (t)$ протекает через резистор $R_н$ нагрузки и на выходе $U_{вых}$ – аноде А устройства снимается выходной сигнал $u_{вых}\ (t)$ положительной полярности с амплитудой $U_{о\ вых} \approx U_{о\ вх}$. При этом, в первой фазе $\Delta t_1 \cong t_2 - t_1$ переходного процесса, выходной сигнал $u_{вых}\ (t) \approx u_{вх}\ (t)$ – повторяет форму входного ПИ – $u_{вх}\ (t)$, т. к. ППНЗ находятся в “открытом” состоянии. Во время Δt_1 заряд Q_p рассасывается из катодной области 3 ППНЗ и, с момента времени t_2, в течении времени Δt_2 начинается и продолжается вторая фаза переходного процесса восстановления обратного сопротивления ППНЗ. Длительность времени Δt_1 зависит от величины накопленного заряда Q_p и амплитуды $U_{о\ вх}$, и поэтому определяется выражением следующего вида:

$$\Delta t_1 \approx Q_p/I_{обр} \approx I_{пр}\cdot R_н\cdot \tau_{эфф\ (р)}/U_{о\ вх}. \qquad (150)$$

Длительность времени Δt_2 зависит от скорости $v_{др\ р} = \mu_р\cdot E_К = D_р\cdot E_К/\varphi_Т$ – дрейфа ННЗ – дырок p_n в катодной области 3, здесь $E_К$ – встроенное квази-электрическое поле в катодной области 3, создаваемое градиентом $\partial N_d/\partial y > 0$ легирующей донорной примеси $N_d\ (y)$ в ней. Под действием встроенного поля $E_К$, распределение дырок $p_n\ (y)$ в катодной области 3 в момент времени t_2 – в начале второй фазы переходного процесса восстановления обратного сопротивления ППНЗ, аппроксимируем выражением

следующего вида:

$$p_{\text{n}}(y) \approx y\cdot[I_{\text{обр}}/(\text{q}\cdot D_{\text{p}}\cdot S_{\text{pn}})]\cdot\exp(-y\cdot\eta/L_{\text{d p}}), \tag{151}$$

здесь: y – координата в направлении контакта $К_Д$ (6) с началом $y = 0$ отсчета от металлургической границы p-n перехода 2-4 между анодом А и катодом $К_Д$, соответственно; S_{pn} – площадь p-n перехода 2-4; $L_{\text{d p}}$ – диффузионная длина ННЗ – дырок p_{n} в катодной области 3.

В выражении (151) фактор η тормозящего встроенного квази-поля E_{K} определяется через коэффициент m градиента $\partial N_{\text{d}}/\partial y$ легирующей донорной примеси $N_{\text{d}}(y)$ следующим образом:

$$\eta = m^2/\{2\cdot[m - 1 + \exp(-m)]\}, \tag{152}$$

здесь

$$m = \ln(N_{\text{B e}}/N_{\text{B k}}) \geq 10^{-6}. \tag{153}$$

С большой точностью можно принять, что выполняется условие $\Delta t_2 << \tau_{\text{эфф (р)}}$, и поэтому, начиная с момента времени t_2, весь заряд Q_{p}^*, оставшийся после первой фазы Δt_1 рассасывания накопленного заряда Q_{p}, из катодной области 3 вытягивается переходным током $i^*_{\text{обр}}(t)|_{t \geq t_2}$, и это соответствует тождеству следующего вида:

$$\int_0^{\infty} i^*_{\text{обр}}(t)\cdot\text{d}t = \text{q}\cdot S_{\text{pn}}\cdot\int_0^{\infty} p^*(y)\cdot\text{d}y. \tag{154}$$

С другой стороны, с достаточной точностью можно принимать, что временная зависимость тока $i^*_{\text{обр}}(t)$ близка к экспоненциальной функции, и поэтому можно записать:

$$i^*_{\text{обр}}(t) \approx I_{\text{обр}}\cdot\exp(-t/\tau_{\text{сп}}), \tag{155}$$

здесь $\tau_{\text{сп}}$ – постоянная времени спада тока $i^*_{\text{обр}}(t)$.

Из выражений (151)–(155) находим:

$$\tau_{\text{сп}} \approx (L_{\text{d p}}/\eta)^2/D_{\text{p}} \approx \tau_{\text{эфф (р)}}/\eta^2, \tag{156}$$

здесь использовали известное соотношение $L_{\text{d p}} = (D_{\text{p}}\cdot\tau_{\text{эфф (р)}})^{1/2}$.

Из (154) и (155) определяется длительность времени Δt_2 второй фазы переходного процесса восстановления обратного сопротивления ППНЗ, выражение которой зависит от выбора уровней отчета – при отчете спада обратного ток $i^*_{\text{обр}}(t)$ от $I_{\text{обр}}$ до уровня $0{,}1\cdot I_{\text{обр}}$, получаем:

$$\Delta t_2 \approx 2{,}3\cdot(L_{\text{d p}}/\eta)^2/D_{\text{p}} \approx 2{,}3\cdot\tau_{\text{эфф (р)}}/\eta^2. \tag{157}$$

Временные диаграммы входного $u_{\text{вх}}(t)$ – ПВИ, выходного $u_{\text{вых}}(t)$ – ВИ на резисторе $R_{\text{н}}$ нагрузки и другого выходного $u^*_{\text{вых}}(t)$ импульсного сигнала на катоде $К_Д$ (6) ППНЗ показаны в ставках на рис. 122, откуда видно, что в момент времени t_2 на соответствующие выходы $U_{\text{вых}}$ и $U^*_{\text{вх}}$ формируются соответствующие крутые фронта $t_{\text{f, r вых}}$ с противоположными полярностями, причем $t_{\text{f, r вых}} < t_{\text{r, f вх}}$. Здесь отметим, что для работоспособности устройства, во время действия входного ПВИ – $u_{\text{вх}}(t)$, необходимо выключить источник напряжения $\mathcal{E}_{\text{o}}$ смещения. Для этого узел соединения резистора R_{o} и источника $\mathcal{E}_{\text{o}}$ “заземлен” через конденсатор C_{o}, емкость которого подбирается из условия – $R_{\text{o}}\cdot C_{\text{o}} \approx 2\cdot\Delta t_{\text{ ПВИ}}$, здесь $\Delta t_{\text{ ПВИ}}$ – длительность входного ПВИ. Кроме того необходимо выполнить дополнительное условие $U_{\text{o вх}} > \mathcal{E}_{\text{o}}$, в которой амплитудное значение $U_{\text{o вх}}$ ограничена только величиной максимального обратного напряжения $U_{\text{КЭ мах}}$ между катодом $К_Д$ и эмиттером Э ППНЗ. Обычно величина $U_{\text{КЭ мах}} << U_{\text{КА мах}}$ – максимальное значение обратного напряжения между катодом $К_Д$ (6) и анодом А (5). Поэтому, для обеспечения максимальных амплитуд $U_{\text{o вых}}$ и $U^*_{\text{o вых}}$ формируемых выходных ВИ – $u_{\text{вых}}(t)$ и $u^*_{\text{вых}}(t)$, соответственно, в цепь смещения эмиттерного p-n перехода 3-4 включается дополнительный диод $Д_{\text{o}}$ с повышенным напряжением пробоя, что на рис. 122 показано пунктирным изображением диода $Д_{\text{o}}$.

Предложенная структура ППНЗ, показанная на рис. 122, может быть изготовлена, например из кремния (Si), технологическими операциями по кремневой планарной технологии, например, в следующей последовательности: 1- на поверхность сильно легированной полупроводниковой пластинке 1 – подложке, например, p^{++}- типа проводимости, наносится слаболегированный эпитаксиальный слой 2 того же p- типа проводимости; 2- далее, в эпитаксиальном слое 2, например, методом диффузии или имплантации формируется область 3 катода $К_Д$ n- типа проводимости с поперечным градиентом $\partial N_d / \partial y$ легирующей донорной примеси N_d (y) в ней; 3- далее, например, методом диффузии или имплантации формируется сильно легированная кольцеобразная область 4 эмиттера Э p^{++}- типа проводимости с соответствующим кольцеобразным омическим контактом 7, окружающим омический контакт 6 катода $К_Д$, выполненного в виде окружности; 4- процесс изготовления предложенного ППНЗ завершается формированием омического контакта 5 к области 1 анода А.

В другом варианте структура ППНЗ сделана с областями другой проводимости – сильно легированная кольцеобразная область 4 эмиттера Э n^{++}- типа проводимости сформирована в области 3 анода А p- типа проводимости с поперечным градиентом $\partial N_a / \partial y > 0$ легирующей акцепторной примеси N_a (y) в ней, причем анодная область 3 p- типа проводимости сформирована в эпитаксиальном слое 2 n- типа проводимости, выполняющей функцию катода $К_Д$, нанесенного на поверхность сильно легированной полупроводниковой пластинке 1 – подложке n^{++}- типа проводимости, другая поверхность которой снабжена омическим контактом 5 катода $К_Д$, а области 3 и 4 снабжены соответствующими омическими контактами 6 – анода А и 7 – эмиттера Э. В этом случае полярности сигналов $u_{вх}(t)$, $u_{вых}(t)$ и $u^*_{вых}(t)$, а также полярности включения источника ε_o и диода $Д_o$ должны быть обратными. Кроме того отметим, что импульсные свойства ППНЗ значительно улучшаются при исполнении в его конструкции область 3 из ВП, с градиентом $\partial(\Delta E_g)/\partial y > 0$ варизонности, направленным от p-n перехода 2-3 в сторону поверхности с контактом катода $К_Д$ (6). Для этого на эпитаксиальном слое 2 наносится варизонный слой 3, в котором, впоследствии, формируется кольцеобразная область 4. Возможный вариант схемотехнического обозначения предложенного ППНЗ показан на рис. 122, б, здесь стрелкой эмиттера Э указана направление тока $I_{пр}$ и область накопления заряда $Q_{p,\,n}$.

Предложенная структура ППНЗ (рис. 122) и ее варианты, по сравнению со структурой известных ДНЗ, обеспечивают более высокие напряжения пробоя и этим позволяет формировать более мощные импульсы с крутыми фронтами $t_{r,\,f} < 0{,}5$ нс и со сравнительно большой амплитудой $U_o > 100$ В.

5.16. Планарный ДНЗ

На рис. 123, а, показана структура другой разновидности ППНЗ – планарный ДНЗ (ПДНЗ), который выполнен на поверхности, например, диэлектрической подложки, обладающей хорошими свойствами теплоотвода, например сапфир.

Из рис. 123, а, видно, что предложенный ПДНЗ имеет планарную структуру n^{++}-p-p^{++} типа проводимости, где базовая область 2 p- типа проводимости выполнена с продольным градиентом $\partial N_a / \partial x > 0$ легирующей акцепторной примеси N_a (x), направленном от области 3 n^{++}- типа проводимости – катода $К_Д$ в сторону области 4 p^{++}- типа проводимости – анода А, причем области 3 и 4 снабжены омическими контактами 6 и 7 катода $К_Д$ и анода А, соответственно. На поверхности базового слоя 2 нанесен диэлектрический слой 5, например, SiO_2, в случае кремневой технологии, и на поверхности слоя 5 в близи контакта 6 катода $К_Д$ нанесен полевой металлический электрод 8 контакта У – управления, причем расстояние l от металлургического края области 3 до примерно середины электрода 8 в продольном направлении x сделана не

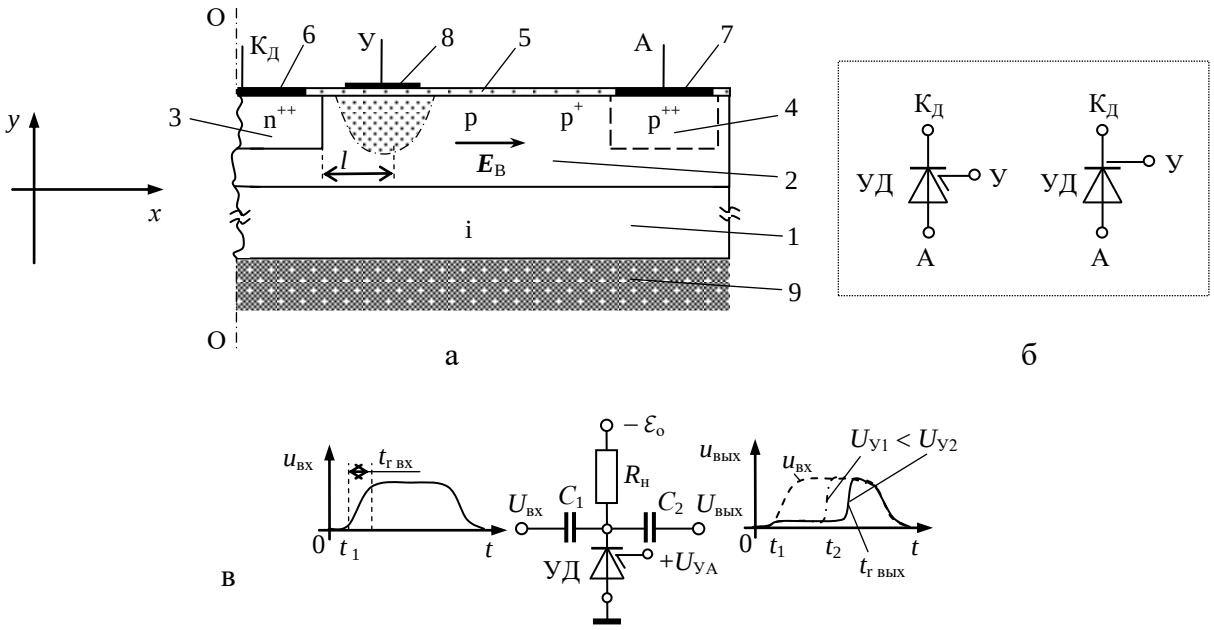


Рис. 123. Разрез структуры ПДНЗ (а), схемотехнический вариант обозначения предложенного ПДНЗ – УД (б), и принципиальная схема формирователя крутых перепадов напряжения с использованием ПДНЗ – УД (в), здесь цифрами обозначено: 1 – подложка, например, i- типа проводимости; 2 – слаболегированный эпитаксиальный слой – база диода, например, p^-- типа проводимости; 3 – сильнолегированная область, например, n^{++}- типа проводимости; 4 – сильнолегированная область, например, p^{++}- типа проводимости; 5 – диэлектрический слой, например, SiO_2; 6 и 7 – омические контакты катода $К_Д$ и анода А, соответственно; 8 – полевой металлический электрод контакта У – управления; 9 – теплоотвод

больше максимальной ширины ООЗ n^{++}-p- перехода 3-2.

На рис. 123, б, показан схемотехнический вариант обозначения предложенного ПДНЗ, который сокращенно можно назвать управляемым диодом (УД). Основная схема включения УД в качестве формирователя выходных ВИ – $u_{вых}(t)$ с крутым перепадом фронта $t_г$ из входных ПВИ – $u_{вх}(t)$ с относительно пологим фронтом $t_{г\ вх}$ показана на рис. 123, в, и это устройство работает следующим образом.

Постоянное напряжение $\mathcal{E}_о$ от источника питания через резистор $R_н$ нагрузки подается на УД в прямом направлении и при этом через него протекает прямой ток $i_{прм}(t)$ с амплитудой $I_{о\ прм} \cong \mathcal{E}_о / R_н$, т. к. обычно сопротивление $R_н >> R_{УД\ прм}$ – сопротивление открытого УД. При протекании прямого тока $i_{прм}(t)$, в анодной области 2 УД накапливается заряд $Q_n \approx I_{о\ прм} \cdot \tau_{ef\ n}$ неравновесных ННЗ – электронов ($n_p \cdot \Delta V$). Под действием встроенного квази-электрического поля $\boldsymbol{E}_В$, образованного продольным градиентом $\partial N_a / \partial x$ легирующей акцепторной примеси $N_a(x)$ в базовой области 2 УД, заряд Q_n электронов ($n_p \cdot \Delta V$) накапливается в области 2 в близи p-n перехода 2-3. Для расположения этого заряд Q_n более близко к металлургической границы p-n перехода 2-3, на управляющий электрод У относительно анода А подается положительное напряжение $U_{УА} > 0$, под действием которой создается потенциальная “яма” для электронов ($n_p \cdot \Delta V$), которая на рис. 123, а, показана штрихпунктирной кривой, огибающей серую зону. В этой “яме”, из-за отсутствия ОНЗ – дырок p_p, значение $\tau_{ef\ n}$ сильно увеличивается, и поэтому увеличивается заряд Q_n. В определенный момент t_1 времени на вход $U_{вх}$ – катод $К_Д$ УД подается положительной полярности входной ПВИ – $u_{вх}(t)$ с относительно пологим фронтом $t_{г\ вх}$ (рис. 123, в), длительность которого $t_{г\ вх} \approx \Delta t_1$ (150). Под действием запирающего ПВИ – $u_{вх}(t)$, через УД течет запирающий ток $i_{зп}(t)$ с амплитудой $I_{о\ зп} \cong$

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

$\cong U_{\text{о вх}}/(R_{\text{УД прм}} + R_{\text{i}})$, здесь: $U_{\text{о вх}}$ – амплитуда ПВИ – $u_{\text{вх}}(t)$; R_{i} – внутреннее (выходное) сопротивление источника (генератора) сигнала ПВИ – $u_{\text{вх}}(t)$. Поскольку $R_{\text{УД прм}} \neq 0$, то на выходе $U_{\text{вых}}$ – катоде $К_Д$ УД наблюдается сравнительно небольшой скачек напряжения – "пьедестал" ПХ выключения УД, длительность $\Delta t_{\text{пьд}} = t_2 - t_1$ которого определяется длительностью первой фазы Δt_1 (150) рассасывания накопленного заряда Q_{n}. В момент времени t_2 происходит сравнительно быстрое восстановление обратного сопротивления $R_{\text{УД обр}}$ УД, из-за чего формируется выходной ВИ, длительность $t_{\text{r вых}}$ фронта которого определяется длительностью времени Δt_2 (157) второй фазы переходного процесса восстановления обратного сопротивления УД, причем $t_{\text{r вых}} < t_{\text{r вх}}$, а $R_{\text{УД обр}} \Rightarrow \infty$. Здесь отметим, что длительность $t_{\text{r вх}}$ должна удовлетворять необходимое условие $t_{\text{r вх}} \leq \Delta t_{\text{пьд}}$. Далее отметим, что имеем очевидное соотношение $U_{\text{о вх}} \cong U_{\text{о вых}}$ – амплитуда выходного ВИ – $u_{\text{вых}}(t)$. Кроме того, для работоспособности формирователя импульсов с использованием УД, необходимо соблюдение очевидного соотношения $|U_{\text{о вх}}| \geq |\mathcal{E}_{\text{о}}|$. В отличие от схемы с обычным – известной конструкции ДНЗ [73, 132, 137], в схеме с УД при помощи управляющего напряжения $U_{\text{УА}}$ можно менять длительность $\Delta t_{\text{пьд}}$, при постоянном токе $I_{\text{о прм}}$ (рис.123, в), что расширяет функциональные возможности предложенного УД.

Другой вариант структуры ПДНЗ – УД может быть сделан с областями другой проводимости, т. е. с изменением на противоположную проводимость – p- ↔ n-. В этом случае встроенное квази-электрическое поле $\boldsymbol{E}_{\text{В}}$, образованное продольным градиентом $\partial N_{\text{d}}/\partial x$ легирующей донорной примеси $N_{\text{d}}(x)$ в базовой n- области 2 УД, должно быть тормозящим для инжектируемых дырок ($p_{\text{n}} \cdot \Delta V$) из анодной p^{++}- области 3. Естественно, что в этом случае полярности сигналов $u_{\text{вх}}(t)$, $u_{\text{вых}}(t)$, управляющего напряжения $U_{\text{УА}}$, а также полярность включения источника $\mathcal{E}_{\text{о}}$ и диода УД, являются обратными, показанным на рис. 123, в.

Еще в другом варианте ПДНЗ – УД мощность $P_{\text{УД}}$ прибора существенно увеличивается при исполнении его структуры в виде круговой конструкции. Для этого анодная (в другом варианте катодная) область 4 делается кольцеобразной с соответствующим кольцеобразным омическим контактом 7 анода А, или катода $К_Д$, окружающим катодную, или анодную, область 3 с омическим контактом 6 катода $К_Д$, или анода А, выполненных в виде окружности относительно оси О-О симметрии (рис. 123, а).

Предложенная структура ПДНЗ – УД, показанная на рис. 123, а, может быть изготовлена, например, из кремния (Si), технологическими операциями по кремневой планарной технологии, например, в следующей последовательности: 1- на поверхность диэлектрической пластинки 1 – подложке, например, кремния i- типа проводимости, наносится слаболегированный эпитаксиальный слой 2, например, p^-- типа проводимости; 2- далее, в эпитаксиальном слое 2, например, методом диффузии или имплантации формируется сильнолегированная катодная область 3 n^{++}- типа проводимости; 3- далее, например, методом диффузии или имплантации формируется сильнолегированная кольцеобразная анодная область 4 p^{++}- типа проводимости с соответствующим кольцеобразным омическим контактом 7 анода А, окружающим омический контакт 6 катода $К_Д$ к области 3, выполненных в виде окружностей; 4- процесс изготовления предложенного ПДНЗ – УД продолжается формированием поперечного градиента $\partial N_{\text{a}}/\partial x$ легирующей акцепторной примеси $N_{\text{a}}(x)$ в базовой области 2, направленным от катодной области 3 к анодной области 4; 5- процесс изготовления завершается формированием диэлектрического слоя 5, например, SiO_2 на поверхности базовой области 2 и последующим формированием, например, вакуумным напылением металла, например, Al, кольцеобразного полевого управляющего электрода 8 – У, окружающим таким же методом сформированный омический контакт 6 катода $К_Д$ и анода А (7), и расположенный вблизи катодной области 6.

Предложенная структура ПДНЗ – УД (рис. 123, а) и его варианты, по сравнению со структурой известных ДНЗ, обеспечивает более высокие напряжения пробоя и этим

позволяет формировать более мощные выходные ВИ с крутыми фронтами $t_{r,\,f} < 1$ нс и со сравнительно большой амплитудой $U_o > 100$ В, а также отличается существенно повышенной мощностью $P_{вых}$ формируемых выходных импульсных сигналов. Кроме того, предложенный ПДНЗ – УД отличается большей функциональностью, т. к. наличие управляющего электрода У позволяет плавно менять время $\Delta\, t_{пьд}$ задержки фронта $t_{г\ вых}$ выходного ВИ, при сохранении постоянной длительности $t_{г\ вых}$, что очень важно при осуществлении измерений ПХ различных электронных устройств с использованием сверхширокополосных стробоскопических осциллографов.

5.17. ЛПД с ограничением тока областью объемного заряда

Разрез структуры предложенного ПП – ЛПД с ограничением тока областью объемного заряда (ООЗ) показан на рис. 124, а.

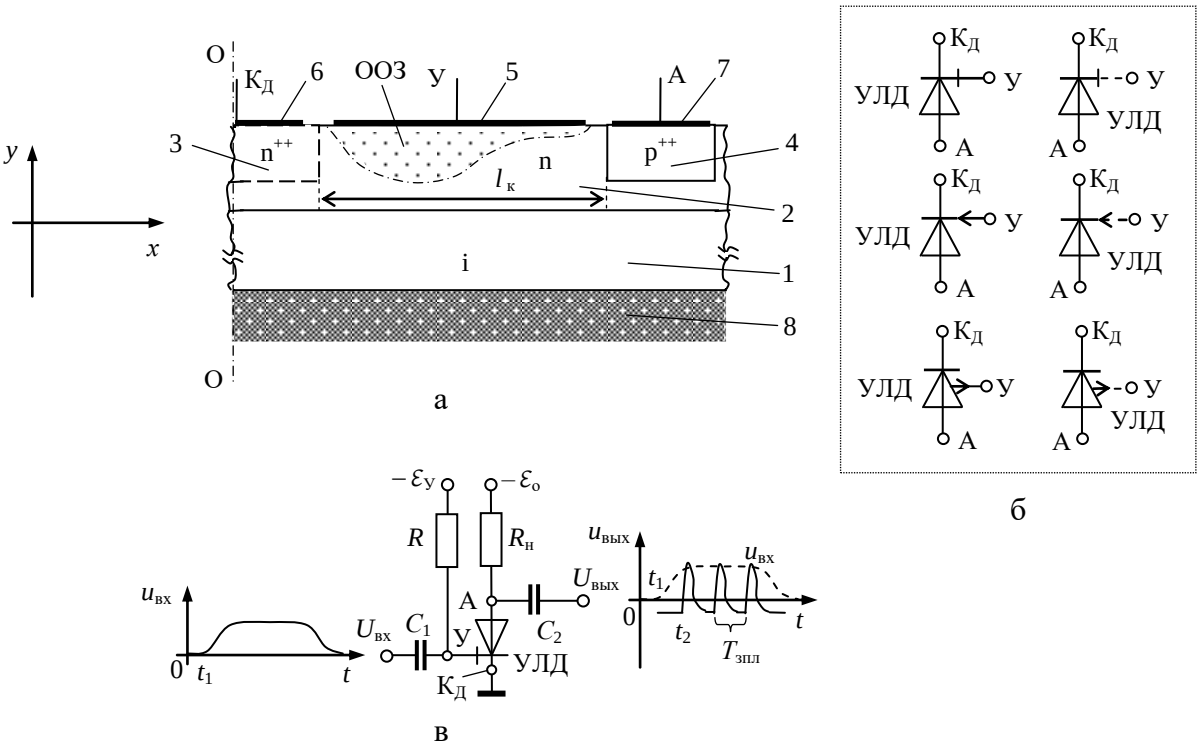


Рис. 124. Разрез структуры УЛПД – УЛД (а), схемотехнический вариант обозначения предложенного УЛПД – УЛД (б), и принципиальная схема формирователя пакетов коротких выходных импульсов $u_{вых}(t)$ с использованием УЛПД – УЛД, здесь цифрами обозначено: 1 – подложка, например, из кремния i- типа проводимости; 2 – слаболегированный эпитаксиальный слой – база диода, например, n- типа проводимости; 3 – сильнолегированная область катода $К_Д$, например, n^{++}- типа проводимости; 4 – сильнолегированная область анода А, например, p^{++}- типа проводимости; 5 – металлический слой контакта У – управления – затвор Шоттки; 6 и 7 – омические контакты катода $К_Д$ и анода А, соответственно; 8 – теплоотвод

Из рис. 124, а, видно, что сущность предложения обусловлена использованием планарной структуры ЛПД, и поэтому возможностью создания управляющего электрода У (5) в виде, например, для структуры n^{++}–n–p^{++} с затвором Шоттки к поверхности катодной – базовой слаболегированной области 2 n- типа проводимости (первая пара обозначений на рис. 124, б, с изначально открытым и закрытым каналом 2).

На рис. 124, а, показанный ПП предлагаем называть управляемым ЛПД (УЛПД),

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

или сокращено – управляемый лавинный диод (УЛД). Один из возможных вариантов схем включения УЛД – формирователь пакетов коротких выходных импульсов $u_{вых}(t)$ показан на рис 124, в, где входной ПВИ $u_{вх}(t)$ подается через разделительный конденсатор C_1 на управляющий электрод У (5), который является входом $U_{вх}$ устройства, а сформированный выходной сигнал $u_{вых}(t)$ снимается через разделительный конденсатор C_2 с катода $К_Д$ (6) УЛД. Катод $К_Д$ (6) УЛД через резистор $R_н$ нагрузки соединен с положительным полюсом источника постоянного напряжения $\mathcal{E}_o$ – источник питания, а электрод У (5) через резистор R смещения соединен с отрицательным полюсом источника постоянного напряжения $\mathcal{E}_У$ – источник смещения, причем анод А (7) УЛД и другие полюсы источников $\mathcal{E}_o$ и $\mathcal{E}_У$ соединены с "землей" – ОШ устройства.

Устройство, показанное на рис. 124, в, работает следующим образом.

При помощи источников $\mathcal{E}_o$ и $\mathcal{E}_У$ p-n переход 2-4 и переход Шоттки 5-2 (рис. 124, а) УЛД включаются в обратном направлении, причем значения этих напряжений устанавливаются из условий: $|\mathcal{E}_o| \geq U_{АК\ мах}$ – максимальное пробивное напряжение между анодом-катодом УЛД в обратном направлении; $|\mathcal{E}_У| \geq U_{s\ УА}$ – напряжение отсечки канала 2 УЛД, которое по своей сущности аналогична величине $U_{s\ GS}$ – напряжение отсечки канала ПТ. При этих условиях УЛД находится в "закрытом" состоянии, поскольку напряжение $\mathcal{E}_o$ распределяется между "закрытым" каналом в базе 2, что на рис. 124, а, показано длиной $l_к$ канала, и между закрытым p^{++}-n переходом 4-2 в близи анода А (4). Здесь отметим, что в данном случае через УЛД течет небольшой, порядка в нескольких мкА, обратный ток $I_{А\ o}$, который обусловлен ННЗ в областях 2 и 4, а также термогенерацией электронно-дырочных пар в ООЗ p^{++}-n перехода 4-2, причем напряжение $U_{АК} \cong \mathcal{E}_o$. При подаче в момент времени t_1 на вход $U_{вх}$ устройства входной ПВИ – $u_{вх}(t)$ с положительной полярностью (рис. 124, в) и с амплитудой $U_{o\ вх} \leq |\mathcal{E}_У|$, в момент времени t_2 "открывается" канал 2 УЛД и напряжение $\mathcal{E}_o$ полностью падает на p^{++}-n переходе 4-2, из-за чего происходит лавинный пробой этого p^{++}-n перехода 4-2. Вследствие этого за короткое время генерируется ЭДП вблизи анодной p^{++}- области 4 УЛД и, под действием напряжения $\mathcal{E}_o$, происходит рассасывание этой плазмы – неравновесные электроны (НЭ) ($n_n \cdot \Delta V$) дрейфуют через открытый канал 2 в сторону катода $К_Д$ (6), а неравновесные дырки (НД) ($p_n \cdot \Delta V$) – в сторону анода А (4). Из-за этого анодный ток $i_А(t)$ резко возрастает и на выходе $U_{вых}$ устройства в момент времени t_2 формируется короткий фронт t_r импульсного сигнала $u_{вых}(t)$ с амплитудой $U_{o\ вых} \cong \mathcal{E}_o$. НД, из-за близости p^{++}- области 4 анода А, рассасываются сравнительно быстро, а НЭ рассасываются из канала 2 УЛД за сравнительно большое время $\Delta t_{НЭ} \cong l_к / v_{s\ n}$, и в промежутке времени $\Delta t_{НЭ}/2$ через канал 2 течет ток $I_{o\ А} \cong \mathcal{E}_o / R_н$. При условии: $I_{o\ А} \geq I_{А\ нас}$ – ток насыщения в канале УЛД, аналогичный величине $I_{С\ нас}$ – ток насыщения стока ПТ, канал 2 УЛД перекрывается возрастающей ООЗ перехода Шоттки 5-2, которая на рис. 124, а, показана штрихпунктирной линией, огибающей серую область под затвором 5 Шоттки. Из-за этого увеличивается сопротивление $R_к(t)$ канала 2 УЛД и поэтому в узкой части канала 2 УЛД увеличивается электрическое поле $\boldsymbol{E}_к$, что, в свою очередь, способствует более быстрому рассасыванию НЭ из канала 2 УЛД, т. к. они двигаются с максимально возможной скоростью $v_{s\ n}$ – дрейфовая скорость насыщения для электронов n_n в канале 2 УЛД. Здесь отметим, что после пробоя p^{++}-n перехода 4-2, сопротивление $R_{АК}$ УЛД резко уменьшается и поэтому прекращается лавинный пробой, т. к. напряжение $u_{АК}(t) \cong i_к(t) \cdot R_{АК}(t)$ между анодом А и катодом $К_Д$ в момент времени t_2 становится меньше $U_{АК\ мах}$. Это условие соблюдается до полного рассасывания НЭ из канала 2 УЛД, что дополнительно обусловлено действием ООЗ перехода Шоттки 5-2 в канале 2 УЛД. Во время рассасывания НЭ, ток $i_А(t)$ в канале 2 УЛД монотонно уменьшается и этим заканчивается формирование спада t_f короткого импульсного сигнала на выходе $U_{вых}$ – аноде А УЛД (рис. 124, в). После рассасывания НЭ из канала 2 УЛД, в момент времени $t_3 \cong t_2 + T_{зпл}$ ток в канале $i_к(t_3) \cong I_{А\ o}$ и ООЗ перехода Шоттки 5-2 практически исчезает – сопротивление

$R_к$ (t) канала 2 УЛД уменьшается до первоначального низкого значения. Поэтому восстанавливается напряжение $u_{АК}$ ($t_З$) ≥ $U_{АК\ мах}$ и происходит повторный лавинный пробой p^{++}-n перехода 4-2, и т. д. – переходные процессы повторяются. Таким образом, во время действия входного ПВИ – $u_{вх}$ (t), на выходе $U_{вых}$ устройства формируется пакет коротких импульсов положительной полярности с периодом заполнения $T_{зпл} \cong l_к/(2 \cdot v_{s\ n})$ и с амплитудой $U_{о\ вых} \cong |\mathcal{E}_о|$. Отсюда следует отличительная особенность предложенного УЛД – частота $f_{зпл} = 1/T_{зпл}$ генерируемых импульсов получается большей, нежели в устройствах с применением ЛПД, работающих в TRAPATT режиме. Кроме того, в предложенном устройстве нет необходимости включения СВЧ- резонаторного устройства для поддержания генерации, что неизбежно в TRAPATT генераторах, т. к. надежное закрытое состояние УЛД обеспечивается действием ООЗ перехода Шоттки 5-2. Далее отметим, что в предложенном устройстве возможен режим работы с формированием-усилением последовательности выходных одиночных ПВИ с любой частотой $f_{вых} = f_{ПВИ} \leq$ $\leq f_{зпл}$. Для этого длительность $\Delta t_{ПВИ}$ входного ПВИ – $u_{вх}$ (t) устанавливается из условия: $\Delta t_{ПВИ} \approx T_{зпл}$, и при этом на выходе $U_{вых}$ устройства формируется только один короткий выходной ВИ – $u_{вых}$ (t) положительной полярности с частотой $f_{ПВИ}$ – повторения входных ПВИ – $u_{вх}$ (t) положительной полярности. При этом имеем значительное усиление, т. к. $U_{о\ вых} >> U_{о\ вх}$ и $P_{вых} >> P_{вх}$.

Другой вариант структуры УЛД может быть сделан с полупроводниковыми областями другой проводимости, т. е. в виде структуры p^{++}–p–n^{++}. В этом случае канал 2 p- типа проводимости не может иметь затвор У (5) в виде барьера Шоттки. Поэтому в этом варианте УЛД затвор У (5) выполняется в виде p-n перехода, аналогично ПТ с p-n переходом в качестве затвора (третья пара обозначений на рис. 124, б, с изначально открытым и закрытым каналом 2). Аналогично p-n переход затвора У (5) к поверхности n-базы 2 может быть сделан и в структуре n^{++}–n–p^{++} (вторая пара обозначений на рис. 124, б, с изначально открытым и закрытым каналом 2). Здесь отметим, что, в случае применения УЛД с изначально закрытым каналом 2, не нужен источник $\mathcal{E}_У = 0$ – резистор R соединен с ОШ устройства, а полярность $u_{вх}$ (t) должна быть открывающей для p-n перехода затвора У (5) с соблюдением условия: $U_{о\ вх} \leq U_{s\ УА}$.

Мощность УЛД существенно увеличивается при исполнении его структуры в виде круговой конструкции. Для этого анодная (в другом варианте катодная) область 4 делается кольцеобразной с соответствующим кольцеобразным омическим контактом 7 анода А, или катода $К_Д$, окружающим катодную или анодную область 3 с омическим контактом 6 катода $К_Д$, или анода А, выполненных в виде окружности относительно оси О–О симметрии (рис. 124, а).

Предложенная структура УЛД, показанная на рис. 124 а, может быть изготовлена, например, из кремния (Si), технологическими операциями по кремневой планарной технологии, например, в следующей последовательности: 1- на поверхность диэлектрической пластинки 1 – подложке, например кремния i- типа проводимости, наносится слаболегированный эпитаксиальный слой 2, например n- типа проводимости; 2- далее, в эпитаксиальном слое 2, например, методом диффузии или имплантации, формируется сильнолегированная катодная область 3 n^{++}- типа проводимости; 3- далее, например, методом диффузии или имплантации, формируется сильнолегированная кольцеобразная анодная область 4 p^{++}- типа проводимости с соответствующим кольцеобразным омическим контактом 7 анода А, окружающим омический контакт $К_Д$ катода 6, сформированного на поверхности катодной n^{++}- области 3, выполненных в виде окружностей; 4- процесс изготовления завершается формированием металлического контакта 5 Шоттки на поверхности слоя 2, расположенный между контактами 6 катода $К_Д$ и 7 анода А, и выполненный в виде кольцеобразного управляющего электрода У (5) затвора Шоттки, окружающим омический контакт 6 катода $К_Д$. В другом варианте структуры УЛД с каналом 2 p- типа управляющий электрод У (5) делается как p-n переход.

Предложенная структура УЛД (рис. 124, а), по сравнению со структурами известных ЛПД, обеспечивает более высокие частоты $f_{вых}$ повторения генерируемых-формируемых импульсов, исключает необходимость применения СВЧ- резонатора, а также позволяет формировать короткие одиночные или пакеты коротких ВИ с существенно повышенной мощностью.

Еще другой вариант структуры УЛД может быть сделана и “вертикальной” конструкции так, как это показано на рис. 125.

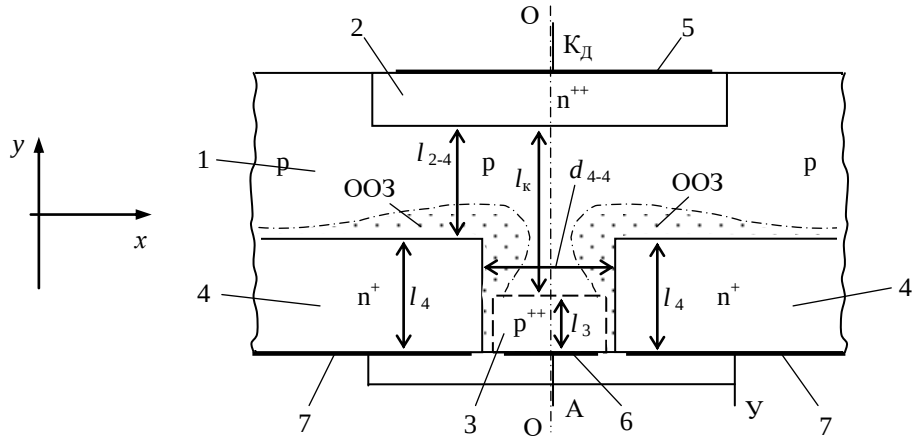


Рис. 125. Разрез “вертикальной” конструкции структуры УЛПД – УЛД, здесь цифрами обозначено: 1 – исходная слаболегированная полупроводниковая пластинка, например из кремния (Si) p- типа проводимости – база Б; 2 – сильнолегированная катодная область n^{++}- типа; 3 – сильнолегированная анодная область p^{++}- типа; 4 – сильнолегированная кольцеобразная область управляющего электрода У n^+- типа; 5–7 – металлические электроды омических контактов катода $К_Д$, анода А и управляющего электрода У, соответственно

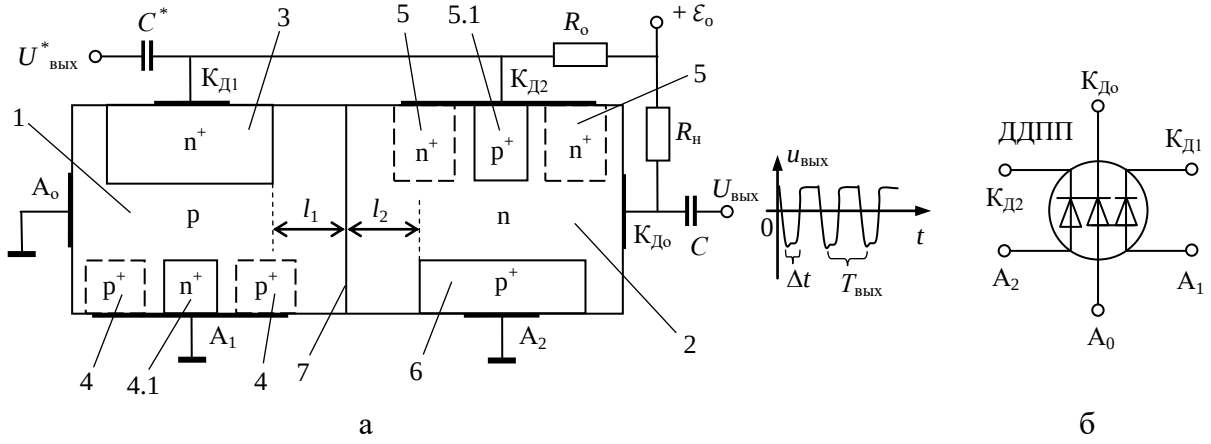
Из рис. 125 видно, что в рассматриваемой структуре УЛД способ ограничения лавинного тока $i_{КА}$ (t) при помощи ООЗ, показанного на рис. 125 штрихпунктирными линиями, огибающими серые области ООЗ, реализован кольцеобразным p-n переходом 1-4, окружающим анодную область 3 относительно оси O–O симметрии. С целью возможности управления величиной ограничиваемого тока $i_{КА}$ (t), кольцеобразный p-n переход 1-4 снабжен омическим контактом 7 управляющего электрода У, который тоже выполнен в виде кольца к поверхности кольцевой области 4. Работоспособность кольцеобразной структуры УЛД обеспечивается при выполнении соответствующих условий для геометрических размеров определенных областей, а именно: $l_{2-4} > d_{pn\ max\ (1-2)}$ – максимальная толщина ООЗ p-n перехода 1-2; $l_4 > l_3$; $d_{4-4} < 2 \cdot d_{pn\ max\ (1-4)}$ – максимальная толщина ООЗ p-n перехода 1-4 управляющего электрода У.

Предложенная кольцевая структура УЛД, показанная на рис. 125, может быть изготовлена, например, из кремния (Si), технологическими операциями по кремневой планарной технологии, например, в следующей последовательности: 1- на поверхность диэлектрической пластинки – подложке, например, кремния (Si) i- типа проводимости, наносится относительно слаболегированный эпитаксиальный слой 1, например, p- типа проводимости; 2- далее, в эпитаксиальном слое 1, например, методом диффузии или имплантации, формируется сильнолегированная катодная область 2 n^{++}- типа проводимости и в последствии, например, методом напыления металла формируется омический контакт 5 катода $К_Д$; 3- далее, на поверхность эпитаксиального слоя 1 со стороны катодного контакта 5 наносятся слой кремния – дополнительная подложка, а первоначальная подложка стравливается до слоя 1; 4- далее, в эпитаксиальном слое 1, например, методом диффузии или имплантации, на против области 2 формируются сильнолегированная анодная область 3 p^{++}- типа проводимости, и в последствии – область

4 управляющего электрода У n^+- типа проводимости; 5- далее, например, методом напыления металла формируются омические контакты 6 – анода А и 7 – управляющего электрода У. В другом варианте структура УЛД может быть сделан с областями другой проводимости, с заменой p- ↔ n-, и при этом меняется местами анод А с катодом $К_Д$.

5.18. Диодно-диодный ПП

Разрез структуры предложенного диодно-диодного ПП (ДДПП) и принципиальная электрическая схема его включения, а также схемотехнический вариант обозначения предложенного ДДПП показаны на рис. 126.



а б

Рис. 126. Разрез структуры ДДПП и принципиальная электрическая схема его включения (а), схемотехнический вариант обозначения предложенного ДДПП (б), здесь цифрами обозначено: 1 – анодная-базовая область p- типа проводимости с умеренным уровнем легирования; 2 – катодная-базовая область n- типа с умеренным уровнем легирования; 3 – первая дополнительная катодная область n^+- типа с высоким уровнем легирования; 4 – первая дополнительная анодная область p^+- типа с высоким уровнем легирования; 4.1 – инжектор ННЗ; 5 – вторая дополнительная катодная область n^+- типа с высоким уровнем легирования; 5.1 – инжектор ННЗ; 6 – вторая дополнительная анодная область p^+- типа с высоким уровнем легирования; 7 – металлургическая плоскость p-n перехода 1-2 основного диода

Из рис. 126, а, видно, что сущность предложения заключается в создании в структуре основного диода 1-2 ($А_о$-$К_{До}$) двух дополнительных диодов 3-1-4 ($А_1$-$К_{Д1}$) и 6-2-5 ($А_2$-$К_{Д2}$), которые расположены в областях 1 – анода $А_о$ и 2 – катода $К_{До}$ основного диода 1-2, соответственно, и снабжены соответствующими инжекторами 4.1 и 5.1 ННЗ в базы 1 и 2 этих диодов. Работоспособность предложенного ДДПП обеспечивается при выполнении соответствующих условий для геометрических размеров определенных областей, а именно, расстояния $l_{1,\,2}$ от металлургической плоскости 7 p-n перехода 1-2 основного диода $А_о$-$К_{До}$ до соответствующих структур дополнительных диодов $А_1$-$К_{Д1}$ (3-4) и $А_2$-$К_{Д2}$ (5-6) должны соответствовать неравенству $l_{1,\,2} > d_{\text{pn max (1, 2)}}$ – максимальная толщина ООЗ p-n перехода 1-2 в соответствующей области 1 и 2.

Для получения генерации импульсных сигналов, предложенный ДДПП в электрическую схему включается так, как это показано на рис. 126, а, из которой видно, что аноды $А_{о,\,1,\,2}$ всех диодов соединены с ОШ устройства, причем катоды $К_{Д\,1,\,2}$ дополнительных диодов через резистор $R_о$ ограничения тока $i_{рас}\,(t)$ рассасывания ЭДП, а катод $К_{До}$ основного диода через резистор $R_н$ нагрузки соединены с источником

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

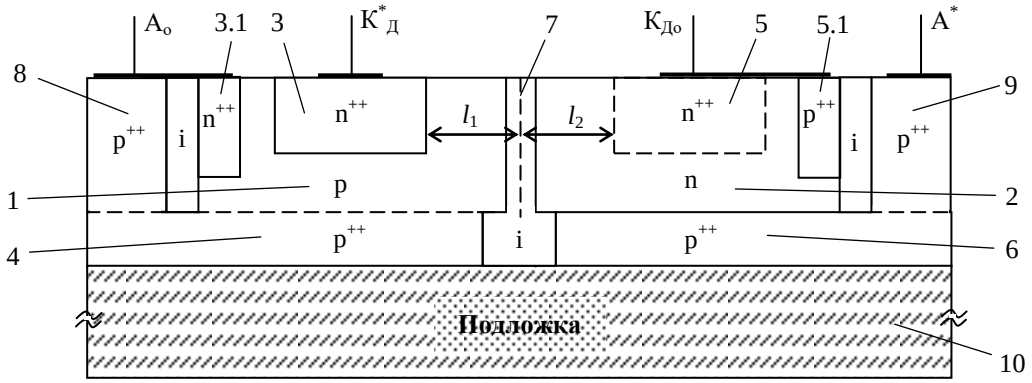
постоянного напряжения $\mathcal{E}_o$, при помощи которого p-n переходы 1-2, 1-3 и 2-6 всех диодов смещаются в обратном направлении. Кроме того, катод $К_{До}$ основного диода через разделительный конденсатор C соединен с выходом $U_{вых}$ устройства, а катоды $К_{Д1,\,2}$ через разделительный конденсатор C^* соединены с дополнительным выходом $U^*_{вых}$ устройства. Для обеспечения работоспособности предложенного ДДПП, его диодные структуры сделаны с пробивными напряжениями $U_{1\text{-}2,\ 1\text{-}3,\ 2\text{-}6\ max}$, удовлетворяющими следующие необходимые условия: $U_{1\text{-}2\ max} < U_{1\text{-}3\ max} = U_{2\text{-}6\ max}$, здесь $U_{1\text{-}2,\ 1\text{-}3,\ 2\text{-}6\ max}$ – максимально допустимое значение напряжения в обратном направлении для основной диодной структуры 1-2, и дополнительных диодных структур 3-4 и 5-6, соответственно.

Устройство, показанное на рис. 126, а, работает следующим образом.

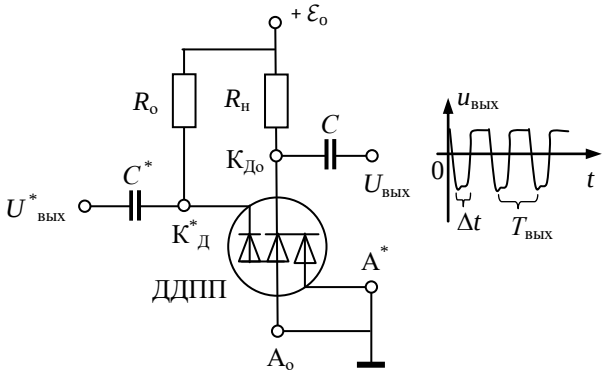
Включают источник постоянного напряжения $\mathcal{E}_o$, величина которой устанавливается из необходимого условия обеспечения лавинного пробоя p-n перехода 1-2 основного диода $А_о$-$К_{До}$ и из дополнительных условий: $U_{1\text{-}2\ max} < \mathcal{E}_o < U_{1\text{-}3,\ 2\text{-}6\ max}$. При этих условиях, например, в момент времени $t = 0$ происходит лавинный пробой p-n перехода 1-2 основного диода $А_о$-$К_{До}$ и в окрестности его металлургической границы 7 генерируется ЭДП, из-за чего резко увеличивается ток $i_н\,(t)$ в резисторе $R_н$ нагрузки до максимальной величины $I_{н\ max} \cong \mathcal{E}_o / R_н$, а на выходе $U_{вых}$ устройства формируется спад t_f выходного импульсного сигнала $u_{вых}\,(t)$, с отрицательной амплитудой $U_{о\ вых} \cong \mathcal{E}_o$. Далее, в области металлургической границы 7 сгенерированные НЭ и НД под действием напряжения $\mathcal{E}_o$ дрейфуют в сторону соответствующего дополнительного диода 6-2-5 и 3-1-4, где нарушают условия нейтральности в области баз 1 и 2 этих диодов, и этим вызывают инжекцию ННЗ из соответствующих областей 5.1 и 4.1. Поэтому диоды 6-2-5 и 3-1-4 “открываются” и этим обеспечивают дополнительную поддержку в открытом состоянии p-n перехода 1-2 основного диода $А_о$-$К_{До}$. Далее происходит сравнительно быстрое рассасывание ЭДП с ток $i_{рас}\,(t)$ в резисторе $R_о$, а тем самым и спад t^*_f выходного импульсного сигнала $u^*_{вых}\,(t)$ на дополнительном выходе $U^*_{вых}$, с отрицательной амплитудой $U^*_{вых} \approx \mathcal{E}_o$. Здесь отметим, что коллекторы $К_{Д1,\,2}$ дополнительных диодных структур $А_{1,\,2}$-$К_{Д1,\,2}$ к источнику напряжения $\mathcal{E}_o$ могут быть присоединены через отдельные соответствующие резисторы $R_{о1,\ о2}$ ограничения токов $i_{рас\ 1,\ 2}\,(t)$, соответственно, и этим обеспечивается возможность создания двух дополнительных выходов $U^*_{вых\ 1,\,2}$ устройства. После определенного времени Δt – длительности формируемых импульсов $u_{вых}\,(t)$ и $u^*_{вых}\,(t)$, процесс рассасывания ЭДП заканчивается и сравнительно малые сопротивления “открытых” p-n переходов 1-2, 1-3 и 2-6 резко увеличиваются до очень больших значений “закрытых” p-n переходов. Из-за этого на выходах $U_{вых}$ и $U^*_{вых}$ устройства формируются соответствующие фронта $t_г$ и $t^*_г$ выходных импульсных сигналов $u_{вых}\,(t)$ и $u^*_{вых}\,(t)$, соответственно, с положительной амплитудой $U_{о\ вых} \cong \mathcal{E}_o$, и поэтому напряжение $u_{вых}\,(t)$ на катоде $К_{До}$ становится равной величине $\mathcal{E}_o > U_{1\text{-}2\ max}$, что приводит к повторному лавинному пробою p-n перехода 1-2, и процессы повторяются. Таким образом, после включения источника напряжения $\mathcal{E}_o$ питания, на выходах $U_{вых}$ и $U^*_{вых}$ устройства, показанного на рис. 126, а, снимаются импульсные сигналы типа ВИ с периодом $T_{вых} \approx 2 \cdot \Delta t \cong l_{1,\,2} / v_{дрф\,(p,\,n)}$.

Структура ДДПП, показанная на рис. 126, а, может быть изготовлена планарной конструкции так, как это показано на рис. 127, а.

Из рис. 127, а, видно, что в планарном варианте ДДПП некоторые области диодных структур сделаны общими, а именно, области 1, 4 и 8 являются общей анодной областью с омическим контактом $А_о$ для основного 1-2 и первого дополнительного 1-3 диодов, а области 2 и 5 являются общей катодной областью с омическим контактом $К_{До}$ для основного 1-2 и второго дополнительного 2-6 диодов, где катодная область 3 первого дополнительного диода 1-3 снабжена омическим контактом $К^*_д$, а анодная область 6 второго дополнительного диода 2-6 снабжена омическим контактом $А^*$. Поэтому число контактов планарного ДДПП уменьшается до четырех и эго схемотехнический вариант обозначения с электрической схемой включения в качестве генератора импульсов $u_{вых}\,(t)$



а



б

Рис. 127. Разрез планарной структуры ДДПП (а) и принципиальная электрическая схема его включения с схемотехническим вариантом обозначения планарного ДДПП (б), здесь цифрами обозначено: 1 – анодная-базовая область p- типа проводимости с умеренным уровнем легирования; 2 – катодная-базовая область n- типа с умеренным уровнем легирования; 3 – первая дополнительная катодная область n^+- типа с высоким уровнем легирования; 3.1 – инжектор ННЗ; 4 – общая анодная область p^+- типа с высоким уровнем легирования основного и первого дополнительного диодов; 5 – общая катодная область n^+- типа с высоким уровнем легирования основного и дополнительного второго диодов; 5.1 – инжектор ННЗ; 6 – анодная область p^+- типа с высоким уровнем легирования второго дополнительного диода; 7 – металлургическая квази плоскость p-n перехода 1-2 основного диода А$_о$-К$_{До}$; 8 и 9 – глубокие области p^+- типа с высоким уровнем легирования для обеспечения омического контакта с областями 4 и 6, соответственно; 10 – диэлектрическая подложка – теплоотвод (радиатор); i – изоляционные области – эпитаксиальный слой собственной проводимости

показаны на рис. 127, б, откуда видно, что в данном случае в устройстве имеются только два выхода: $U_{вых}$ – основной и $U^*_{вых}$ – дополнительный. Устройство, показанное на рис. 127, б, работает так же, как и устройство, показанное на рис. 126, а.

Предложенная планарная структура ДДПП, показанная на рис. 127, а, может быть изготовлена, например, из кремния (Si), технологическими операциями по кремневой планарной технологии, например, в следующей последовательности: 1 – на одной поверхности исходной полупроводниковой пластинки 4-6, например, кремния i- типа проводимости, например, методом диффузии или имплантации формируются две рядом расположенные сильнолегированные анодные области 4 и 6 p^{++}- типа проводимости;

2 – далее, пластинка 4-6 со стороны поверхности сформированных областей 4 и 6 крепится на поверхность диэлектрической подложки 10, которая при этом обладает хорошими тепло отводными свойствами, например сапфир; 3 – далее со стороны другой свободной поверхности пластинки 4-6, например, методом диффузии или имплантации, над соответствующей области 4 формируется анодная-базовая область 1 умеренного уровня легирования p- типа проводимости, доходящее до области 4; 4 – далее, с той же стороны поверхности пластинки 4-6, например, методом диффузии или имплантации, над соответствующей области 6 формируется катодная-базовая область 2 умеренного уровня легирования n- типа проводимости, доходящее до области 6; 5 – далее, в соответствующих областях 1 и 2, например, методом диффузии или имплантации формируются две сильнолегированные катодные области 3 и 5 n^{++}- типа проводимости, с определенной глубиной погружения, не доходящие до соответствующих областей 4 и 6, а также и области 3.1 и 5.1 инжекторов ННЗ; 6 – далее, на противоположных концах областей 1 и 2 рядом с ними, например, методом глубокой диффузии или имплантации формируются две соответствующие сильнолегированные анодные области 8 и 9 p^{++}- типа проводимости, доходящие до соответствующих углубленных областей 4 и 6; 7 – процесс изготовления планарной структуры ДДПП завершается формированием омических контактов $А_о$, $А^*$, $К_{Дo}$ и $К^*_Д$ к соответствующим областям 8-3.1, 9, 5-5.1 и 3, например, вакуумным методом напыления металла, например, Al.

5.19. Диодно-транзисторный ПП

Разрез структуры предложенного диодно-транзисторного ПП (ДТПП) показан на рис. 128, а.

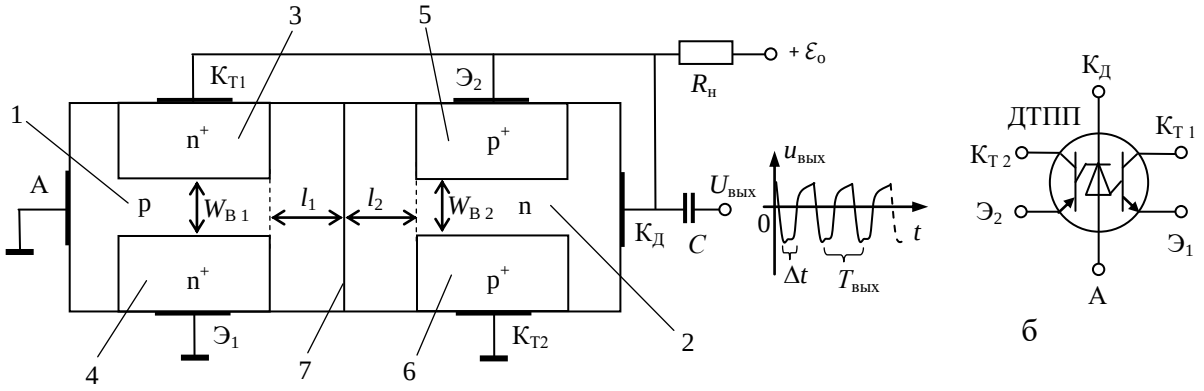


Рис. 128. Разрез структуры ДТПП и принципиальная электрическая схема его включения (а), схемотехнический вариант обозначения предложенного ДТПП (б), здесь цифрами обозначено: 1 – анодная-базовая область p- типа проводимости с умеренным уровнем легирования; 2 – катодная-базовая область n- типа проводимости с умеренным уровнем легирования; 3 – коллекторная область n^+- типа проводимости с высоким уровнем легирования первой структуры $БТ_1$; 4 – эмиттерная область n^+- типа проводимости с высоким уровнем легирования первой структуры $БТ_1$; 5 – эмиттерная область p^+- типа проводимости с высоким уровнем легирования второй структуры $БТ_2$; 6 – коллекторная область p^+- типа проводимости с высоким уровнем легирования второй структуры $БТ_2$; 7 – металлургическая плоскость p-n перехода 1-2 диода А-$К_Д$

Из рис. 128, а, видно, что сущность предложения заключается в создании в структуре диода 1-2 (А-$К_Д$) двух дополнительных структур БТ – первой структуры $БТ_1$

(3-1-4) n-p-n типа проводимости и второй структуры $БТ_2$ (5-2-6) p-n-p типа проводимости, которые расположены в областях 1- анода А и 2- катода $К_Д$ диода 1-2, соответственно. Работоспособность предложенного ДТПП обеспечивается при выполнении соответствующих условий для геометрических размеров определенных областей, а именно, расстояния $l_{1,\,2}$ от металлургической плоскости 7 p-n перехода 1-2 диода А-$К_Д$ до соответствующих структур дополнительных $БТ_1$ (3-1-4) и $БТ_2$ (5-2-6) должны соответствовать неравенству $l_{1,\,2} > d_{\text{pn max (1,2)}}$ – максимальная толщина ООЗ p-n перехода 1-2 в соответствующей области 1 и 2. Кроме того, базовые области 1 и 2 соответствующих структур $БТ_{1,\,2}$ сделаны с соответствующей толщиной $W_{\text{B1, B2}}$, обеспечивающей величину соответствующих коэффициентов $h_{21\text{e o (1, 2)}}$ в пределах 5–10.

Для получения генерации импульсных сигналов, предложенный ДТПП в электрическую схему включается так, как это показано на рис. 128, а, из которой видно, что анод А диода 1-2, эмиттер $Э_1$ первой структуры $БТ_1$ (3-1-4) и коллектор $К_{Т\,2}$ второй структуры $БТ_2$ (3-1-4) соединены с ОШ устройства, причем коллектор $К_{Т\,1}$ структуры $БТ_1$, эмиттер $Э_2$ структуры $БТ_2$ и катод $К_Д$ диода 1-2 через резистор $R_н$ нагрузки соединены с источником постоянного напряжения $\mathcal{E}_o$, при помощи которого p-n переходы 1-2, 1-3 и 2-6 смещаются в обратном направлении, и при этом катод $К_Д$ диода 1-2 через разделительный конденсатор C соединен с выходом $U_{вых}$ устройства. Для обеспечения работоспособности предложенного ДТПП, его диодная структура 1-2 сделана с пробивным напряжением $U_{1\text{-}2\ \max} < U_{1\text{-}3\ \max} = U_{2\text{-}6\ \max}$, здесь $U_{1\text{-}2,\ 1\text{-}3,\ 2\text{-}6\ \max}$ – максимально допустимое значение напряжения в обратном направлении для диодной структуры 1-2, коллекторного p-n перехода 1-3 $БТ_1$ (3-1-4) и коллекторного p-n перехода 2-6 $БТ_2$ (5-2-6), соответственно.

Устройство, показанное на рис. 128, а, работает следующим образом.

Включают источник постоянного напряжения $\mathcal{E}_o$ питания, величина которой устанавливается из необходимого условия обеспечения лавинного пробоя p-n перехода 1-2 диода А-$К_Д$ и из дополнительных условий в следующем виде: $U_{1\text{-}2\ \max} < \mathcal{E}_o < U_{1\text{-}3,\ 2\text{-}6\ \max}$. При этих условиях происходит лавинный пробой p-n перехода 1-2 диода А-$К_Д$ и в окрестности его металлургической границы 7 генерируется ЭДП, из-за чего резко увеличивается ток $i_н(t)$ в резисторе $R_н$ нагрузки до максимальной величины $I_{н\ \max} \cong \mathcal{E}_o / R_н$, а на выходе $U_{вых}$ устройства формируется спад t_f выходного импульсного сигнала $u_{вых}(t)$, с отрицательной амплитудой $U_{o\ вых} \cong \mathcal{E}_o$. Далее, в окрестности металлургической границы 7 сгенерированные НЭ и НД под действием напряжения $\mathcal{E}_o$ дрейфуют в сторону соответствующего $БТ_2$ (5-2-6) и $БТ_1$ (3-1-4), где впоследствии создают повышение концентрации ОНЗ в их вазовых областях 1 и 2, соответственно, что вызывает инжекцию ННЗ из их эмиттерных областей 4 и 5 в соответствующие базовые области 1 и 2, что в итоге “открывают” $БТ_{1,\ 2}$ и этим на катоде $К_Д$ поддерживается низкое напряжение $u_{К_Д}(t) < U_{1\text{-}2\ \max}$. Это продолжается до тех пор, пока рассасываются все сгенерированные НЭ и НД, после чего происходит резкое восстановление обратного сопротивления диода А-$К_Д$ (1-2) из сравнительно малого значения в “открытом” состоянии, до очень большого значения в “закрытом” состоянии, а при этом одновременно “закрываются”и структуры $БТ_{1,\ 2}$. Из-за этого на выходе $U_{вых}$ устройства формируется фронт t_r выходного импульсного сигналов $u_{вых}(t)$ с положительной амплитудой $U_{o\ вых} \cong \mathcal{E}_o$, и поэтому напряжение $u_{К_Д}(t)$ на катоде $К_Д$ становится равной $\mathcal{E}_o > U_{1\text{-}2\ \max}$, что приводит к повторному лавинному пробою p-n перехода 1-2, и процессы повторяются. Таким образом, после включения источника напряжения $\mathcal{E}_o$ питания, на выходе $U_{вых}$ устройства (рис. 128, а) снимаются импульсные сигналы типа ВИ с периодом $T_{вых} \approx 2 \cdot \Delta t \cong l_{1,\,2} / v_{\text{дрф (p, n)}}$.

Структура ДТПП, показанная на рис. 128, а, может быть изготовлена планарной конструкции так, как это показано на рис. 129, откуда видно, что планарная структура ДТПП выполнена аналогично структуре ДДПП, показанной на рис. 127, а, и поэтому технология изготовления обеих структур аналогична.

Разрез структуры другого варианта предложенного ДТПП и схемотехнический вариант его обозначения показаны на рис. 130, а, б, соответственно.

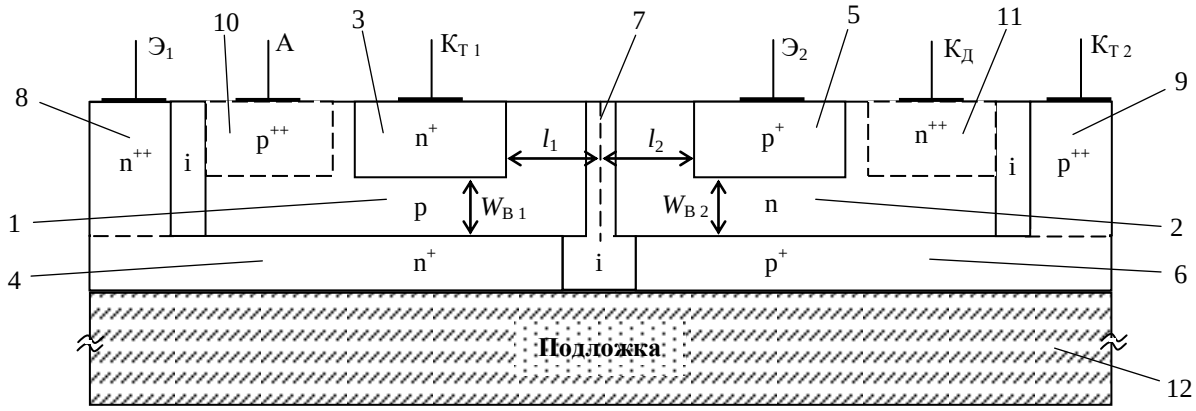


Рис. 129. Разрез планарной структуры ДТПП, здесь цифрами обозначено: 1 – анодная-базовая область p- типа проводимости с умеренным уровнем легирования; 2 – катодная-базовая область n- типа с умеренным уровнем легирования; 3 – коллекторная область n^+- типа с высоким уровнем легирования первой структуры $БТ_1$; 4 – эмиттерная область n^+- типа с высоким уровнем легирования первой структуры $БТ_1$; 5 – эмиттерная область p^+- типа с высоким уровнем легирования второй структуры $БТ_2$; 6 – коллекторная область p^+- типа с высоким уровнем легирования второй структуры $БТ_2$; 7 – металлургическая квази плоскость p-n перехода 1-2 диода А-$К_Д$; 8 и 9 – глубокие области n^{++}- и p^{++}- типа с высоким уровнем легирования для обеспечения омического контакта с областями 4 и 6, соответственно; 10, 11 – высоколегированные подконтактные области p^{++}- и n^{++}- типа проводимости для анода А и катода $К_Д$; 12 – диэлектрическая подложка – теплоотвод (радиатор)

Из рис. 130, а, видно, что сущность предложения обусловлена использованием в одном кристалле рядом расположенных две структуры – диода (А-Б)-$К_Д$, образованного областями 2-1-3, и структуры БТ, образованного областями 4-1-5-6. Одина из возможных вариантов схем включения ДТПП – формирователя пакетов последовательности коротких выходных импульсов $u_{вых}(t)$, показан на рис 130, в, где входной ПВИ – $u_{вх}(t)$ запирающей полярности подается через разделительный конденсатор C_1 на эмиттер Э (10) структуры БТ, который является входом $U_{вх}$ устройства, а сформированный выходной сигнал $u_{вых}(t)$ снимается через разделительный конденсатор C_2 с катода $К_Д$ (9) диодной структуры 2-1-3 и одновременно с коллектора $К_Т$ (11) транзисторной структуры, который соединен с катодом $К_Д$ (9) ДТПП. Катод $К_Д$ (9) и коллектор $К_Т$ (11) ДТПП через резистор $R_н$ нагрузки соединены с положительным полюсом источника постоянного напряжения $\mathcal{E}_о$ – источник питания, а эмиттер Э (10) через резистор $R_о$ смещения соединен с отрицательным полюсом источника постоянного напряжения $\mathcal{E}_Э$ – источник смещения, и через резистор $R_Э$ утечки соединен с “землей” – ОШ устройства, причем анод-база А-Б (8) ДТПП и другие полюсы источников $\mathcal{E}_о$ и $\mathcal{E}_Э$ тоже соединены с ОШ устройства.

Устройство, показанное на рис. 130, в, работает следующим образом.

При помощи источников $\mathcal{E}_о$ и $\mathcal{E}_Э$ p-n^{++} переход 1-3 диодной структуры 2-1-3 и коллекторный p-n переход 5-1 структуры БТ (рис. 130, а) ДТПП включаются в обратном направлении, причем эти напряжения $\mathcal{E}_{о,\ Э}$ устанавливаются из условий $U_{КтБ\ мах} > \mathcal{E}_о \geq$ $\geq U_{КдА\ мах}$ – максимальное пробивное напряжение между катодом-анодом структуры диода $К_Д$-(А-Б) ДТПП в обратном направлении, а $U_{КтБ\ мах}$ – максимальное пробивное напряжение между коллектором-базой структуры БТ ДТПП в обратном направлении, причем напряжение $U_{Э\text{-}(А\text{-}Б)} = \mathcal{E}_Э \cdot R_Э / (R_Э + R_о) \cong 0{,}7–0{,}8$ В (Si). В данном случае, под действием открывающего напряжения $U_{Э\text{-}(А\text{-}Б)}$ от источника $\mathcal{E}_Э$, структура БТ находятся в открытом

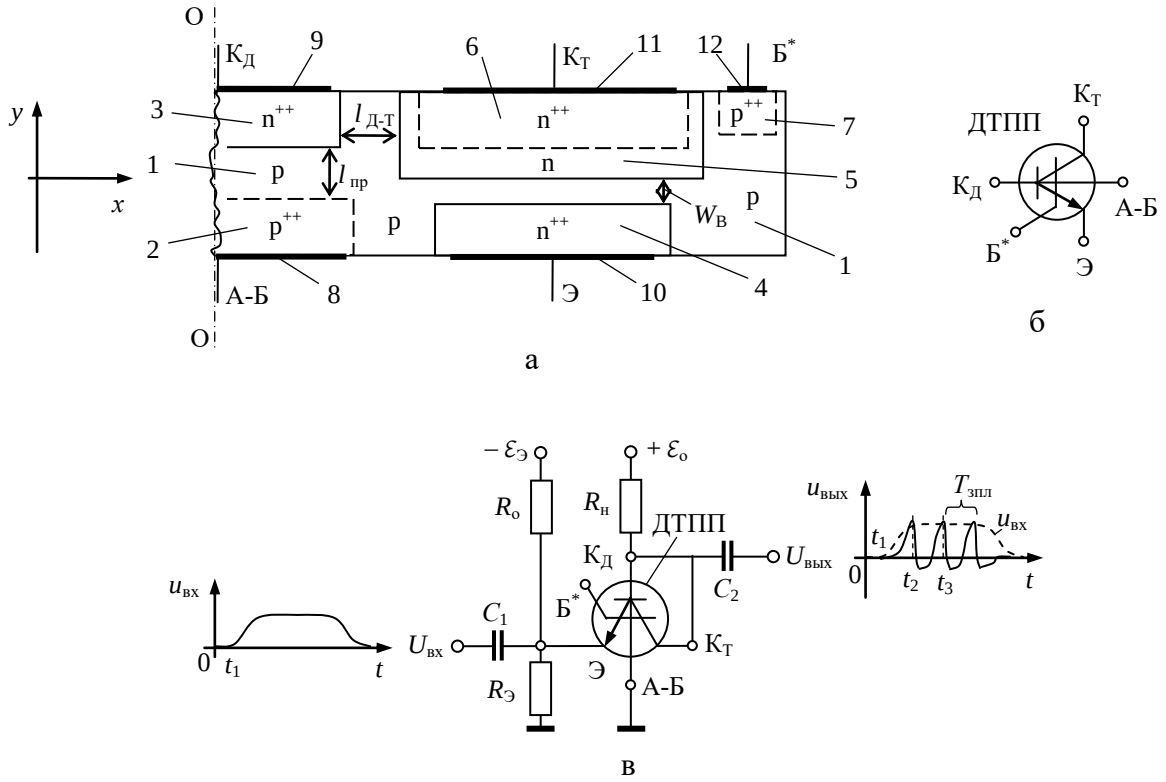


Рис. 130. Разрез структуры ДТПП (а), схемотехнический вариант обозначения предложенного ДТПП (б) и принципиальная схема формирователя пакетов последовательности коротких выходных импульсов $u_{вых}(t)$ с использованием ДТПП, здесь цифрами обозначено: 1 – исходная полупроводниковая пластинка, например, умеренного легирования p- типа проводимости; 2 – сильнолегированная анодная область p^{++}- типа; 3 – сильнолегированная катодная область n^{++}- типа; 4 – сильнолегированная эмиттерная область n^{++}- типа проводимости; 5 – умеренного легирования коллекторная область n- типа проводимости; 6 – сильно легированная коллекторная область n^{++}- типа проводимости; 7 – сильнолегированная базовая область p^{++}- типа проводимости; 8–12 – омические контакты анода-базы А-Б, катода $К_Д$, эмиттера Э, коллектора $К_Т$ и дополнительного контакта базы Б*, соответственно

состоянии и через нее течет коллекторный ток $I_{К_Т} \cong \mathcal{E}_о / R_н$, а диодная структура 2-1-3 находятся в закрытом состоянии, т. к. напряжение $U_{К_ДА} << U_{К_ДА\ мах}$ из-за “открытого” БТ, и поэтому через диодную структуру 2-1-3 ДТПП течет небольшой, порядка в несколько мкА, обратный ток $I_{К_ДА\ о}$, который обусловлен ННЗ в областях 1 и 3, а также термогенерацией электронно-дырочных пар в ООЗ p-n перехода 1-3. Здесь также отметим, что работоспособность ДТПП обеспечивается при выполнении требований для параметров его структуры из условий, что расстояние $l_{Д-Т}$ между областями 2-3 диодной структуры и областями 4-5 структуры БТ соответствует неравенству $l_{Д-Т} > d_{pn\ мах\ (1-3)} + d_{pn\ мах\ (1-5)}$, здесь $d_{pn\ мах\ (1-3),\ (1-5)}$ – максимальная толщина ООЗ p-n переходов 1-3 и 1-5, соответственно, в области 1, а расстояние $W_В$ – толщина базы БТ между областями 4 и 5 соответствует неравенству $W_В < L_{d\ (n)}$ – диффузионная длина электронов n_p в области 1– в p- базе БТ (4-1-5-6). При подаче в момент времени t_1 на вход $U_{вх}$ устройства входной ПВИ – $u_{вх}(t)$ с закрывающей – положительной полярностью (рис. 130, в) и с амплитудой $U_{о\ вх}$, удовлетворяющей условие $U_{о\ вх} \geq \mathcal{E}_Э \cdot R_Э / (R_Э + R_о) \approx 1$ В, в момент времени t_2 “закрывается” БТ и напряжение $U_{К_ДА} \geq U_{К_ДА\ мах}$, из-за чего происходит лавинный пробой p-n перехода 1-3 диодной структуры 2-1-3 ДТПП. Вследствие этого за короткое время

генерируется ЭДП вблизи катодной области 3 ДТПП и, под действием напряжения $\mathcal{E}_o$ происходит рассасывание этой плазмы, а именно, НЭ дрейфуют в сторону катода $К_Д$ (9), а НД – в сторону анода-база А-Б (8). Из-за этого катодный ток $i_{Кд}(t)$ диода $К_Д$-(А-Б) резко возрастает и на выходе $U_{вых}$ устройства в момент времени t_2 формируется короткий спад t_f импульсного сигнала $u_{вых}(t)$ с амплитудой $U_{о\ вых} \cong \mathcal{E}_o$ и с отрицательной полярностью, причем напряжение $U_{КдА}$ при этом резко уменьшается до величины 0,2–0,4 В (Si). НЭ, из-за близости катодной области 3, рассасываются сравнительно быстро, а НД рассасываются из области 1 ДТПП за сравнительно большее время $\Delta t_{рас} \cong \bar{l}_{прл} / \bar{v}_{дрф\ (р)}$, здесь: $\bar{l}_{прл}$ – среднее расстояние пролета дырок $p_р$ между областями 2 и 3 диодной структуры 2-1-3 ДТПП, а $\bar{v}_{дрф\ (р)}$ – средняя дрейфовая скорость движения дырок $p_р$ в области 1. Таким образом в промежутке времени $\Delta t_{рас}/2$ через диодную структуру 2-1-3 ДТПП течет ток $I_{КдА\ о} \cong \mathcal{E}_o / R_н$, а структура 4-1-5-6 БТ под действием запирающего входного сигнала $u_{вх}(t)$ находятся в закрытом состоянии и через нее течет обратный коллекторный ток $I_{КтБ\ s} << I_{КдА\ о}$. В момент времени t_3 ЭДП из области 1 диодной структуры 2-1-3 ДТПП полностью рассасывается и напряжение $U_{КдА} \geq U_{КдА\ мах}$, из-за чего происходит повторный лавинный пробой p-n перехода 1-3 диодной структуры 2-1-3 ДТПП и переходные процессы повторяются. Таким образом, во время действия входного ПВИ – $u_{вх}(t)$, на выходе $U_{вых}$ устройства формируется пакет коротких импульсов положительной полярности с периодом заполнения $T_{зпл} \cong \bar{l}_{прл} / (2 \cdot \bar{v}_{дрф\ (р)})$. Далее отметим, что в предложенном устройстве возможен режим работы с формированием-усилением последовательности выходных одиночных ВИ с любой частотой $f_{ПВИ} \leq f_{зпл}$. Для этого длительность $\Delta t_{ПВИ}$ входного ПВИ – $u_{вх}(t)$ с запирающей полярностью, устанавливается из условия $\Delta t_{ПВИ} \approx T_{зпл}$, и при этом на выходе $U_{вых}$ устройства формируется только один короткий выходной импульс $u_{вых}(t)$ положительной полярности с частотой $f_{ПВИ}$ – повторения входных ПВИ – $u_{вх}(t)$ с запирающей – положительной полярностью. При этом имеем значительное усиление, т. к. $U_{вых\ о} >> U_{вх\ о}$ и $P_{вых} >> P_{вх}$.

В другом варианте предложенного ДТПП (рис. 130, а) мощность $P_{вых}$ выходных сигналов $u_{вх}(t)$ существенно увеличивается при исполнении структуры ДТПП в виде круговой конструкции, выполненной в виде окружности относительно оси О-О симметрии. Для этого транзисторная структура БТ – области 4–6 делаются кольцеобразными с соответствующими кольцеобразными омическими контактами эмиттера Э (10), коллектора $К_Т$ (11) и дополнительной базы $Б^*$ (12), окружающими анодную области 2 и катодную область 3 диодной структуры 2-1-3 ДТПП, тоже выполненных в виде окружностей с соответствующими омическими контактами анода-базы А-Б (8) и катода $К_Д$ (9). Далее отметим, что другой вариант структуры ДТПП может быть сделан с областями другой проводимости, т. е. с изменением их типа проводимости на противоположный тип – р ↔ n и в этом случае анод-катод диода 2-1-3 меняется местами.

Другие возможные варианты включения ДТПП в схемах генераторов-формирователей импульсных сигналов $u_{вых}(t)$ показаны на рис. 131.

Из рис. 131, а, видно, что эта схема от схемы на рис. 130, в, отличается только способом ее запуска. В схеме на рис. 131, а, входной ПВИ – $u_{вх}(t)$ с запирающей полярностью подается через разделительный конденсатор C_1 на дополнительную базу $Б^*$ (12) структуры 4-1-5-6 БТ, которая является входом $U_{вх}$ устройства, а сформированный выходной сигнал $u_{вых}(t)$ снимается через разделительный конденсатор C_2 с катода $К_Д$ (9) диодной структуры 2-1-3 и одновременно с коллектора $К_Т$ (11), который соединен с катодом $К_Д$ (9) ДТПП. Катод $К_Д$ (9) и коллектор $К_Т$ (11) ДТПП через резистор $R_н$ нагрузки соединены с положительным полюсом источника постоянного напряжения $\mathcal{E}_o$ питания, причем дополнительная база $Б^*$ (12) через резистор $R_{Б*}$ смещения тоже соединена с положительным полюсом источника $\mathcal{E}_o$, отрицательный полюс которого вместе с эмиттером Э (10) и анодом-базой А-Б (8) ДТПП соединены с “землей” – ОШ устройства.

Схема, показанная на рис. 131, а, работает следующим образом.

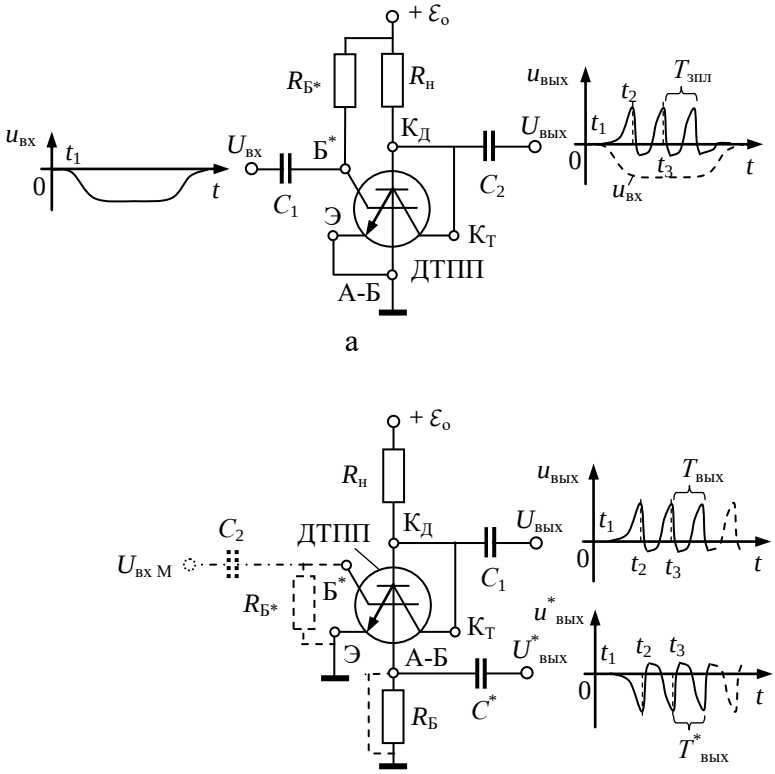


Рис. 131. Схемотехнические варианты включения ДТПП в схемах генераторов-формирователей импульсных сигналов $u_{вых}(t)$: а – формирователь пакетов и одиночных выходных импульсов с запуском через дополнительный базовый вывод Б*; б – автогенератор последовательности выходных импульсов

Включается источник $\mathcal{E}_o$ питания и под действием его напряжения $\mathcal{E}_o$ через резистор $R_{Б*}$ смещения БТ “открывается”. Поэтому диод К$_Д$-(А-Б) ДТПП находятся в закрытом состоянии, т. к., из-за “открытого” БТ, напряжение $U_{КдА} << U_{КдА\ мах}$. Из-за этого БТ находится в “открытом” состоянии и через его течет ток $I_{К_Т} \cong \mathcal{E}_o / R_н$, а напряжение $U_{КдА} \cong 0{,}2–0{,}4$ В (Si). При подаче в момент времени t_1 на вход $U_{вх}$ устройства входной ПВИ – $u_{вх}(t)$ с закрывающей – отрицательной полярностью (рис. 131, а), БТ “закрывается” и напряжение $U_{КдА} \geq U_{КдА\ мах}$, из-за чего происходит лавинный пробой p-n перехода 1-3 диодной структуры 2-1-3 ДТПП (рис. 130, а). Далее переходные процессы происходят аналогично этим процессам, описанным раньше для схемы, показанной на рис. 126, в, в том числе и для режима работы при формировании одиночных выходных ВИ.

Другой вариант схемы с использованием предложенного ДТПП, показанный сплошными линиями на рис. 131, б, отличается тем, что она работает в режиме непрерывной генерации выходных импульсных сигналов $u_{вых}$ (t), которые через конденсатор C_1 снимаются с вместе соединенных катода К$_Д$ (9) и коллектора К$_Т$ (11) ДТПП, которые через резистор $R_н$ нагрузки соединены с положительным полюсом источника $\mathcal{E}_o$ питания, отрицательный полюс которого и эмиттер Э (10) соединены с “землей” – ОШ устройства, причем анод-база А-Б (8) ДТПП через резистор $R_Б$ смещения тоже соединены с ОШ устройства. Здесь имеем дополнительный выход $U^*_{вых}$ устройства.

Схема, показанная сплошными линиями на рис. 131, б, работает так.

В момент времени t_1 включается источник $\mathcal{E}_o$ питания и под действием его напряжения $\mathcal{E}_o \geq U_{КдА\ мах}$ в момент времени t_2 напряжение $U_{КдА} \geq U_{КдА\ мах}$, из-за чего происходит лавинный пробой p-n перехода 1-3 диодной структуры 2-1-3 ДТПП (рис. 130, а). Из-за этого катодный ток $i_{К_Д}(t)$ резко возрастает и на выходе $U_{вых}$ устройства в момент

времени t_2 формируется короткий спад t_f импульсного сигнала $u_{вых}$ (t) с амплитудой $U_{о\ вых} \cong \mathcal{E}_о$ и с отрицательной полярностью, причем напряжение $U_{КдА}$ при этом резко уменьшается до величины 0,2–0,4 В (Si). При этом через резистор $R_Б$ протекает катодный ток $i_{Кд}$ (t_2) $\cong \mathcal{E}_о /(R_н + R_Б)$ и на резисторе $R_Б$ смещения появляется напряжение $U_{RБ} \cong$ $\cong R_Б \cdot \mathcal{E}_о /(R_н + R_Б)$. При условии $U_{RБ} \geq$ 0,7–1 В (Si), БТ "открывается" и этим обеспечивается дополнительное подержание низкого напряжения $U_{КдА} \approx$ 0,2–0,4 В на структуре 2-1-3 диода ДТПП. Из-за лавинного пробоя сгенерированная ЭДП в диоде $К_Д$-(А-Б) ДТПП рассасывается за определенное время $\Delta\, t_{рас} \cong l_{прл} / v_{дрф\ (р)}$, что в итоге приводит к резкому восстановлению обратного сопротивления p-n перехода 1-3 диода $К_Д$-(А-Б) ДТПП. При условии, что время $\Delta\, t_{рас} < t_s$ – время рассасывания избыточных неравновесных ННЗ, накопленных в областях базы (1) и коллектора (5) насыщенной структуры БТ, схема генератора работает с большой стабильностью, поскольку спустя времени t_s в момент времени t_3 напряжение $U_{КдА} \geq U_{КдА\ мах}$, из-за чего происходит повторный лавинный пробой p-n перехода 1-3 диода $К_Д$-(А-Б) ДТПП и процессы повторяются. Таким образом, на выходе $U_{вых}$ устройства формируется последовательность коротких импульсов $u_{вых}$ (t) положительной полярности с периодом $T_{вых} \cong t_s$ и с амплитудой $U_{о\ вых} \cong \mathcal{E}_о$, а на выходе $U^*_{вых}$ имеем сигналы $u^*_{вых}$ (t) с противоположной полярностью и амплитудой $U^*_{о\ вых} \cong U_{RБ}$.

Схема, показанная на рис. 131, б, может генерировать выходные импульсные сигналы $u_{вых}$ (t) и при $R_Б = 0$. В этом случае дополнительный базовый вывод $Б^*$ (12) соединяется через резистор $R_{Б*}$ с ОШ устройства, что показано на рис. 131, б, штриховыми линиями. При этом устройство работает несколько иначе, а именно, в момент времени t_1 включается источник $\mathcal{E}_о$ питания и под действием его напряжения $\mathcal{E}_о \geq U_{КдА\ мах}$ в момент времени t_2 напряжение $U_{КдА} \geq U_{КдА\ мах}$, из-за чего происходит лавинный пробой p-n перехода 1-3 диода $К_Д$-(А-Б) ДТПП и в области 1, вблизи катодной области 3, генерируется ЭДП. Из-за непосредственной близости к катодной области 3, электроны *n* быстрее нежели дырки *p* покидают анодную область 1, и этим нарушает ее нейтральность, которая восстанавливается инжекцией электронов из эмиттерной области 4 БТ (рис. 130, а). Поэтому БТ ДТПП "открывается" и этим обеспечивается дополнительная поддержка низкого напряжения $U_{КдА} \approx$ 0,2–0,4 В на структуре 2-1-3 диода ДТПП. Далее процессы происходит аналогично описанным ранее для варианта схемы, показанной на рис. 131, б, при $R_Б > 0$ и $R_{Б*} = \infty$, т. е. при отсутствии соединений, показанных штриховыми линиями. Также заметим, что аналогично схеме на рис. 131, а, в схеме генератора на рис. 131, б, возможна модуляция параметров генерируемых импульсов $u_{вых}$ (t), путем воздействия дополнительного вывода базы $Б^*$ входным модулирующим сигналом $u_{вх\ М}$ (t), что на рис. 131, б, показано штрихпунктирной линией дополнительного входа $U_{вх\ М}$.

Предложенная структура ДТПП, показанная на рис. 130, а, может быть изготовлена, например, из кремния (Si), технологическими операциями по кремневой планарной технологии, например, в следующей последовательности: 1- на одной поверхности пластинки 1 – подложке, например, умеренного легирования p- типа проводимости, например, методом диффузии или имплантации формируются две отдельные сильно легированные области 2 (А-Б), например, p^{++}- типа проводимости, и 4 (Э), например, n^{++}- типа проводимости; 2- далее, с другой поверхности пластинки 1, например, методом диффузии или имплантации непосредственно над областью 4 (Э) формируется, например, умеренного легирования область 5 того же n- типа проводимости; 3- далее, с той же поверхности пластинки 1, например, методом диффузии или имплантации непосредственно над областью 2 (А-Б) и в области 5 формируются, например, сильно легированные области 3 ($К_Д$) и 6 ($К_Т$), например, n^{++}- типа проводимости; 4- далее, например, методом диффузии или имплантации на той же поверхности пластинки 1 в ее периферии формируется, например, сильно легированная область 7 ($Б^*$); 5- далее, процесс изготовления предложенного ДТПП завершается формированием, например, вакуумным напылением металла омических контактов А-Б (8),

$К_Д$ (9), Э (10), $К_Т$ (11) и $Б^*$(12) к соответствующим областям 2, 3, 4, 6 и 7.

5.20. Транзисторно-смыкисторный ПП

Разрез активной части структуры предложенного транзисторно-смыкисторного ПП (ТСПП) и принципиальная схема генератора-формирователя пакетов последовательности коротких выходных импульсов $u_{вых}(t)$ с использованием ТСПП показаны на рис. 132, а.

Из рис. 132, а, видно, что сущность предложения заключается в использовании в одном полупроводниковом кристалле двух взаимно связанных структур – СМ, образованного слоями 1-2-3, например n^+-p-n^+, соответственно, и БТ, образованного слоями 3-4-5-6, например n^+-p-n-n^+, соответственно, причем полупроводниковый слой 3 является общим для обеих структур. Для обеспечения работоспособности предложенного ТСПП необходимо выполнить соответствующие условия для геометрических размеров определенных областей, а именно, толщина W_B слоя 4 должна удовлетворят неравенству $W_B < L_{d\,(B)}$ – диффузионная длина ННЗ в области 4 – база БТ; толщина $W_{СМ}$ слоя 2 должна удовлетворят неравенству $W_{СМ} < d_{pn\,max\,(2\text{-}3)}$ – максимальная толщина ООЗ p-n перехода 2-3 в области 2. Предложенный ТСПП может работать в режиме непрерывной генерации выходных импульсных сигналов $u_{вых}$ (t), а также в режиме формирователя пакетов коротких импульсов с определенной частотой $f_{зпл}$ их заполнения, или в режиме формирования последовательности выходных одиночных ВИ с любой частотой $f_{ПВИ} \le f_{зпл}$ их повторения, здесь $f_{ПВИ}$ – частота входных ПВИ – $u_{вых}(t)$.

Для реализации режима генерации ТСПП в схему генератора включается так, как это показано на рис. 132, а, где коллектор К (8) через резистор $R_н$ нагрузки соединен с положительным полюсом + источника напряжения $\mathcal{E}_o$ питания, другой полюс которого и эмиттер $Э_{см}$-Э (7) соединены с “землей” – ОШ устройства. Базовый вывод Б (9) ТСПП через резистор R_o смещения соединен с коллектором К (8) и одновременно через конденсатор C_o задержки соединен с ОШ устройства. Выходной сигнал $u_{вых}(t)$ снимется с коллектора К (8) ТСПП через разделительный конденсатор C_1.

Генератор, показанный на рис. 132, а, на основе предложенного ТСПП работает следующим образом.

При включении источника напряжения $\mathcal{E}_o$ питания, величина напряжения $\mathcal{E}_o$ которого устанавливается из условий: $U_{см\ s} \le \mathcal{E}_o$ и $(\mathcal{E}_o - U_{4\text{-}5}) < U_{см\ s}$, здесь: $U_{см\ s}$ – напряжение статического смыкания p-n переходов 2-3 и 1-2 структуры СМ, при которой ООЗ обратно смещенного p-n перехода 2-3 смыкается с ООЗ p-n перехода 1-2 в области 2; $U_{4\text{-}5}$ – напряжение на обратно смещенном p-n переходе 4-5, которое не должно превышать пробивное напряжение $U_{4\text{-}5\ max}$, начиная с момента t_0 времени включения источника $\mathcal{E}_o$ питания, через резисторы R_o и $R_н$ начинается заряд конденсатора C_o с постоянной времени $\tau_{RC} \cong (R_o + R_н)\cdot C_o$. При этом в начальный момент t_0 времени ТСПП находится в “закрытом” состоянии и через коллектор К (8) течет коллекторный ток $I_{К\,o}$ – тепловой ток (обратный ток насыщения) “закрытых” p-n переходов 2-3 структуры СМ и 4-5 структуры БТ, из-за чего на коллекторе К (8) напряжение $u_К(t_1) \cong \mathcal{E}_o$, а на выходе $U_{вых}$ имеем $u_{вых}(t_1) = 0$. С возрастанием напряжении $u_{Co}(t)$ на конденсаторе C_o, под ее действием расширяется ООЗ обратно смещенного p-n перехода 2-3 структуры СМ и в момент t_2 времени напряжение $u_{Co}(t_2) \cong U_{см\ s}$. С этого момента t_2 времени из эмиттерной области 1 ($Э_{см}$-Э) начинается термоэмиссия электронов $(n\cdot\Delta V)$ в область 2 и, под действием ускоряющего электрического поля в ней, электроны $(n\cdot\Delta V)$ со скоростью v_s дрейфуют в сторону области 3 – эмиттера БТ. Далее электроны $(n\cdot\Delta V)$ попадают в область 3 и, из-за повышения отрицательного потенциала области 3, электроны $(n\cdot\Delta V)$ инжектируются в область 4 – базу БТ, откуда известным путем создают ток $i_К(t)$ в коллекторе К (8) ТСПП. Таким образом, после смыкания ООЗ p-n переходов 2-3 и 1-2 в области 2, в момент t_2

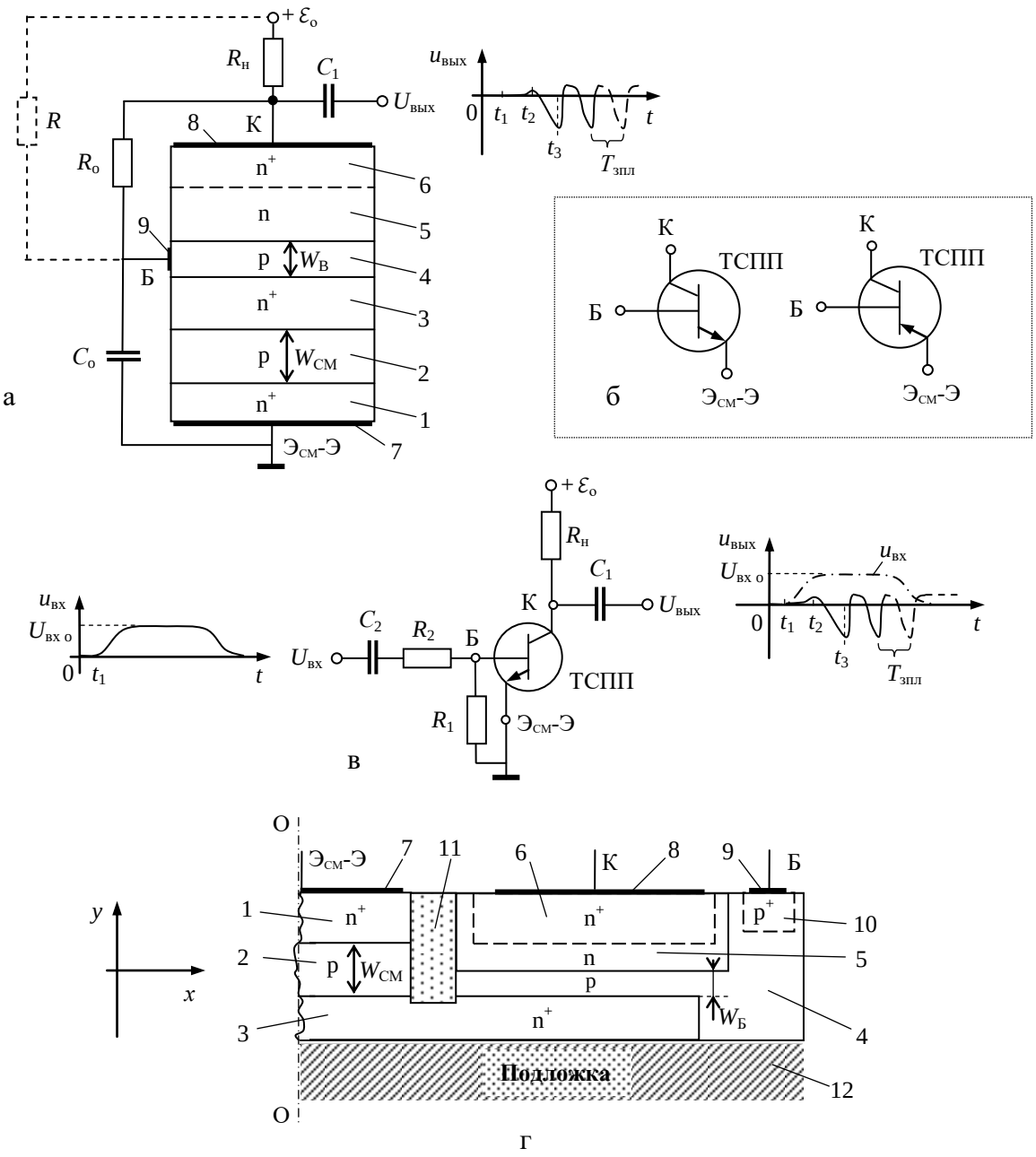


Рис. 132. Разрез активной части структуры ТСПП и принципиальная схема генератора выходных импульсов $u_{вых}(t)$ на основе ТСПП (а), схемотехнический вариант обозначения ТСПП (б), принципиальная схема формирователя пакетов последовательности коротких импульсов $u_{вых}(t)$ на основе ТСПП (в) и разрез планарной конструкции структуры ТСПП (г), здесь цифрами обозначено: 1 – эмиттерная область, например, n^+- типа проводимости структуры СМ; 2 – базовая область p- типа структуры СМ; 3 – коллекторная область n^+- типа структуры СМ и одновременно выполняющая функцию эмиттера структуры БТ; 4 – базовая область p- типа структуры БТ; 5 – коллекторная область n- типа структуры БТ; 6 – коллекторная область n^+- типа структуры БТ; 7–9 – омические контакты Э$_{см}$-Э эмиттера структуры СМ и одновременно структуры БТ, базы Б и коллектора К структуры БТ, соответственно; 10 – подконтактная область p^+- типа базы Б структуры БТ; 11 – изолирующая область, например, SiO_2; 12 – подложка-теплоотвод

времени происходит резкое возрастание тока $i_К(t_2) = I_{К\ мах} \cong \mathcal{E}_о / R_н$ в нагрузке $R_н$, и из-за этого $u_К(t_2) \Rightarrow \approx 0$ – резко уменьшается, а на выходе $U_{вых}$ устройства имеем выходной сигнал $u_{вых}(t_2)$ с относительно крутым спадом t_f отрицательной полярности (рис.132, а).
Далее, в рассматриваемый момент t_2 времени сопротивление $R_{Б\ (Э_{см}\text{-}Э)}$ между базой Б (9) и эмиттером $Э_{см}$-Э (7) ТСПП с первоначального большого значения (сотни кОм и более), что соответствует "закрытому" p-n переходу 2-3, резко уменьшается до относительно малого значения (сотни Ом и менее), что соответствует "открытым" p-n переходам 1–4, и поэтому конденсатор $C_о$ сравнительно быстро разрежается до напряжения $u_{Cо}(t_3) \le U_{см\ s}$. В этот момент t_3 времени ООЗ p-n переходов 2-3 и 1-2 в области 2 размыкаются и ТСПП переходит в "закрытое" состояние, при котором ток $i_К(t_3) = I_{К\ о}$, а напряжение $u_К(t_3) \cong \mathcal{E}_о$, из-за чего на выходе $U_{вых}$ устройства имеем выходной сигнал $u_{вых}(t_3)$ с сравнительно крутым фронтом t_r положительной полярности (рис.132, а). Далее, в рассматриваемый момент t_3 времени сопротивление $R_{Б\ (Э_{см}\text{-}Э)}$ резко увеличивается до большого значения и начинается заряд конденсатора $C_о$, из-за чего процессы повторяются и на выходе $U_{вых}$ устройства имеем выходной сигнал $u_{вых}(t)$ в виде повторяющихся ВИ с частотой $f_{вых}$, определяемой по формуле $f_{вых} \approx 1/[2 \cdot \pi \cdot (R_о + R_н) \cdot C_о]$. Здесь отметим, что частота $f_{вых}$ зависит и от величины напряжения $\mathcal{E}_о$ источника питания, поскольку с увеличением $\mathcal{E}_о$, величина $U_{см\ s}$ уменьшается и это приводит к увеличению $f_{вых}$, а это может быть использовано для дополнительной частотной модуляции $f_{вых}$, что расширяет функциональные свйства предложенного устройства на ТСПП.

Для реализации режима формирования пакетов коротких импульсов с определенной частотой $f_{зпл}$ их заполнения, или в режиме формирования последовательности выходных одиночных ВИ с любой частотой $f_{ПВИ} \le f_{зпл}$ их повторения, ТСПП в схему формирователя включается так, как это показано на рис. 132, в. Здесь во входную цепь базы Б (9) включены последовательно соединенные разделительный конденсатор C_2 и выключающий резистор R_2, а между базой Б (9) и эмиттером $Э_{см}$-Э (7) включен резистор R_1 смещения. Поэтому устройство приобретает вход $U_{вх}$ и работает так.

При включении источника $\mathcal{E}_о$ питания, для величины напряжения $\mathcal{E}_о$ которого остаются прежние условия, с момента t_0 времени ТСПП находится в "закрытом" состоянии и через коллектор К (8) течет ток $I_{К\ о}$, а напряжение $u_К(t_0) \cong \mathcal{E}_о$, и на выходе $U_{вых}$ имеем $u_{вых}(t_0) \cong 0$. При подаче в момент времени t_1 на вход $U_{вх}$ устройства входной ПВИ – $u_{вх}(t)$ с положительной – закрывающей полярностью для p-n перехода 2-3 (рис. 132, а) и с амплитудой $U_{вх\ о}$, удовлетворяющей необходимое условие $U_{вх\ о} \ge U_{см\ s}$, в момент времени t_2 ООЗ обратно смещенного p-n перехода 2-3 смыкается с ООЗ p-n перехода 1-2 в области 2, и с этого момента из эмиттерной области 1 начинается термоэмиссия электронов ($n \cdot \Delta V$) в область 2, и т. д. выше описанном путем происходит резкое возрастание тока $i_К(t_3) = I_{К\ мах} \cong \mathcal{E}_о / R_н$ в нагрузке $R_н$, и из-за этого напряжение $u_К(t_3) \Rightarrow \approx 0$ – резко уменьшается, а на выходе $U_{вых}$ устройства имеем выходной сигнал $u_{вых}(t_3)$ с сравнительно крутым спадом t_f отрицательной полярности (рис.132, а). Далее, в рассматриваемый момент t_3 времени сопротивление $R_{Б\ (Э_{см}\text{-}Э)}$ с первоначального высокого значения резко уменьшается до малого значения, из-за чего сравнительно резко увеличивается базовый ток $i_Б(t_3) = I_{Б\ мах} \approx \approx U_{вх\ о} / R_2$, при $R_2 << R_1$, и поэтому резко увеличивается напряжение $u_{R2}(t_3) = I_{Б\ мах} \cdot R_2$ на резисторе R_2. При выполнении условие $(U_{вх\ о} - u_{R2}) < U_{см\ s}$, в этот момент t_3 времени ООЗ p-n переходов 2-3 и 1-2 в области 2 размыкаются и ТСПП переходит в "закрытое" состояние, при котором коллекторный ток $i_К(t_3) = I_{К\ о}$, а напряжение $u_К(t_3) \cong \mathcal{E}_о$ – резко возрастает, из-за чего на выходе $U_{вых}$ устройства имеем выходной сигнал $u_{вых}(t_3)$ с сравнительно крутым фронтом t_r положительной полярности (рис.132, а). Далее, в рассматриваемый момент t_3 времени сопротивление $R_{Б\ (Э_{см}\text{-}Э)}$ резко увеличивается до большого значения, и из-за этого базовый ток $i_Б(t_3) \Rightarrow \approx 0$ – резко уменьшается, и поэтому напряжение $u_{R2}(t_2) \approx 0$, что в итоге приводит к смыканию ООЗ p-n переходов 2-3 и 1-2 в области 2, и далее процессы повторяются, а на выходе $U_{вых}$ устройства имеем выходной

сигнал $u_{вых}$ (t) в виде пакета коротких ВИ с частотой $f_{зпл}$ заполнения, определяемой по формуле $f_{зпл} \approx 1/(2\cdot \pi\cdot R_2\cdot C_2)$, здесь длительность $\Delta t_{вых}$ пакета равна длительности $\Delta t_{ПВИ}$ входного ПВИ – $u_{вх}(t)$.

Для осуществления режима формирования последовательности выходных одиночных ВИ с любой частотой $f_{вых} = f_{ПВИ} \le f_{зпл}$ их повторения, здесь $f_{ПВИ}$ – частота повторения входных ПВИ, длительность $\Delta t_{ПВИ}$ входного ПВИ – $u_{вх}(t)$ устанавливается из условия $\Delta t_{ПВИ} \approx T_{зпл}$, и при этом на выходе $U_{вых}$ устройства формируется только один короткий выходной импульс $u_{вых}$ (t) отрицательной полярности с частотой $f_{ПВИ}$ – повторения входных ПВИ – $u_{вх}(t)$ с запирающей – положительной полярностью. При этом имеем значительное усиление, т. к. $U_{о\,вых} >> U_{о\,вх}$ и $P_{вых} >> P_{вх}$.

Предложенный ТСПП может работать и в режиме BARITT, аналогично BARITT диоду [25, 150]. Для этого в схеме на рис. 132, в, остаются включенными резисторы $R_н$ и R_1, а C_2 и R_2 выключаются, причем величина напряжения $\mathcal{E}_о$ источника питания устанавливается из условий: $(\mathcal{E}_о - U_{4\text{-}5}) \ge U_{см\ s}$ и $U_{4\text{-}5} < U_{4\text{-}5\ мах}$. При этих условиях устройство с предложенным ТСПП работает следующим образом.

Включается источник напряжения $\mathcal{E}_о$ питания и под его действием p-n переходы 2-3 и 4-5 ТСПП смещаются в обратном направлении. В определенный момент t_1 времени ООЗ p-n переходов 2-3 и 1-2 смыкаются в области 2, и с этого момента из эмиттерной области 1 начинается термоэмиссия электронов ($n\cdot\Delta V$) в область 2. Из-за инжекции электронов ($n\cdot\Delta V$) сопротивление области 2 резко уменьшается и это приводит к уменьшению толщины ООЗ p-n перехода 2-3 в области 2, из-за чего происходит размыкание ООЗ p-n переходов 2-3 и 1-2, и, как следствие, прекращается инжекция электронов ($n\cdot\Delta V$) в область 2. В момент t_1 времени инжектированные электроны ($n\cdot\Delta V$) с определенной скоростью $\overline{v}_{дрф\ (n)}$ – средняя дрейфовая скорость движения электронов ($n\cdot\Delta V$), движутся в направлении области 3 и за определенное время $\overline{t}_{прл}$ – среднее время пролета области 2, в момент t_2 времени покидают – рассасываются из области 2 в область 3. С этого момента t_2 времени сопротивление области 2 резко увеличивается и это приводит к увеличению толщины ООЗ p-n перехода 2-3 в области 2, из-за чего происходит повторное смыкание ООЗ p-n переходов 2-3 и 1-2 в области 2, и, как следствие, начинается повторная инжекция электронов ($n\cdot\Delta V$) в область 2. Далее процессы повторяются и в область 3 – эмиттер структуры БТ происходит инжекция пакетов – сгустков электронов ($n\cdot\Delta V$) в виде δ- импульсов, которые известным путем создают импульсы тока $i_К(t)$ в коллекторе К (8) ТСПП, а на выходе $U_{вых}$ устройства снимаются выходные ВИ – $u_{вых}(t)$ с частотой повторения $f_{вых}$, определяемой по формуле:

$$f_{вых} \approx 3\cdot\overline{v}_{дрф\ (n)}/(4\cdot W_{СМ}). \qquad (158)$$

Далее отметим, что предложенный ТСПП может работать в инжекционно-пролетном режиме (BARITT) и в случае его управления запускающими входными ПВИ – $u_{вх}$ (t). Для этого сигнал ПВИ подается непосредственно на базу Б (9) – вход $U_{вх}$ устройства, а величина напряжения $\mathcal{E}_о$ источника питания устанавливается из условия: $(\mathcal{E}_о - U_{4\text{-}5}) < U_{см\ s}$, причем $U_{4\text{-}5} < U_{4\text{-}5\ мах}$. При этих условиях включается источник напряжения $\mathcal{E}_о$ питания и ТСПП находится в “закрытом” состоянии, а через резистор $R_н$ нагрузки течет ток $I_{К\,о}$, причем напряжение $u_К(t_1) \cong \mathcal{E}_о$, и на выходе $U_{вых}$ имеем $u_{вых}(t_1) \cong 0$. При подаче в момент времени t_1 на вход $U_{вх}$ устройства входной ПВИ – $u_{вх}$ (t) с положительной – закрывающей полярностью для p-n перехода 2-3 (рис. 132, а) и с амплитудой $U_{вх\,о}$, удовлетворяющей необходимое условие $U_{вх\,о} \ge U_{см\ s}$, в момент времени t_2 ООЗ обратно смещенного p-n перехода 2-3 смыкается с ООЗ p-n перехода 1-2 в области 2, и с этого момента t_2 из эмиттерной области 1 начинается термоэмиссия электронов ($n\cdot\Delta V$) в область 2, и т. д. выше описанном путем происходит инжекция пакетов – сгустков электронов ($n\cdot\Delta V$) в виде δ- импульсов, которые известным путем создают импульсы тока $i_К(t)$ в коллекторе К (8) ТСПП, и на выходе $U_{вых}$ устройства снимаются

выходные ВИ – $u_{вых}(t)$ с частотой повторения $f_{вых}$ (158). Таким образом, во время действия входного ПВИ – $u_{вх}(t)$, на выходе $U_{вых}$ устройства снимается выходной сигнал $u_{вых}(t)$ в виде пакета коротких ВИ с частотой $f_{зпл}$ заполнения, определяемой по формуле (158), где длительность $\Delta t_{вых}$ пакета равна длительности $\Delta t_{ПВИ}$ входного ПВИ – $u_{вх}(t)$. Аналогичный режим действия генератора на ТСПП реализуется по схеме на рис. 132, а, с применением резистора R, включенного между источником напряжения $\mathcal{E}_o$ питания и базой Б (9), что показано штриховыми линиями, а C_o и R_o выключаются, причем величина напряжения $\mathcal{E}_o$ источника питания устанавливается из условий: $\mathcal{E}_o \geq U_{см\ s}$ и $\mathcal{E}_o < U_{4\text{-}5\ мах}$. Далее отметим, что применение предложенного ТСПП во всех рассмотренных случаях позволяет достичь значительного усиления, т. к. $U_{o\ вых} >> U_{o\ вх}$ и $P_{вых} >> P_{вх}$. Здесь также заметим, что основным недостатком предложенного ТСПП является ограниченная область рабочих частот в сторону СВЧ, из-за наличия структуры БТ, однако при этом имеется существенное преимущество из-за отсутствия СВЧ- резонатора, который необходим в устройствах генераторов на ЛПД диодах и его разновидностях.

На рис. 132, г, показан разрез планарной конструкции структуры ТСПП, из которой видно, что структурная часть 1-2 СМ разделена от структурной части 4-5-6 БТ при помощи изолирующей области 11, причем область 3 сделана общей для обеих структур СМ и БТ. Далее отметим, что мощность $P_{вых}$ в предложенном ТСПП существенно увеличивается при исполнении его структуры в виде круговой конструкции, выполненной в виде окружности относительно оси О-О симметрии. Для этого транзисторная структура БТ – области 3–6 делаются кольцеобразными с соответствующими кольцеобразными омическими контактами базы Б (9) и коллектора К (8), окружающими структуру СМ (1–3) и ее омический контакт эмиттера $Э_{см}$-Э (7), расположенных в центре ТСПП, причем области 1 и 2 структуры СМ и ее омический контакт эмиттера $Э_{см}$-Э (7) разделены от областей 4–6 структуры БТ при помощи кольцеобразной изолирующей области 11, погруженной до общей области 3. Далее отметим, что другой вариант структуры ТСПП может быть сделан с областями другой проводимости, т. е. с изменением их типа проводимости на противоположный тип.

Предложенная структура ТСПП, показанная на рис. 132, может быть изготовлена, например, из кремния (Si), технологическими операциями по кремневой планарной технологии, например, в следующей последовательности: 1- на одной поверхности полупроводниковой пластины 4, например, умеренного легирования p- типа проводимости, при помощи, например, метода диффузии или имплантации формируется сильнолегированная область 3, например, n^+- типа; 2- далее, с другой поверхности пластины 4, например, методом диффузии или имплантации формируется область 5, например, n- типа, расположенная непосредственно над областью 3; 3- далее, на той же поверхности пластины 4, например, методом диффузии или имплантации формируются области 1 ($Э_{см}$-Э) и 6 (К), например, n^+- типа, причем область 1 расположена непосредственно над областью 3, а область 6 помещена в области 5, которая расположена рядом с областью 1; 4- далее, на той же поверхности пластины 4, например, методом диффузии или имплантации формируется область 10 (Б), например, p^+- типа, расположенная в периферии области 5; 5- далее, например, методом стравливания между областями 1 и 5 в области 4 вытравливается изолирующая канавка с глубиной до области 3 и немножко больше, которое может быть заполнена диэлектриком, например, SiO_2; 6- процесс изготовления предложенного ТСПП завершается формированием, например, вакуумным напылением металла омических контактов 7–9 к соответствующим областям 1, 6 и 10.

В заключение этого параграфа на рис. 133 показаны другие варианты включения предложенного ТСПП (рис. 132) в качестве генераторов и формирователя выходных ВИ.

На рис. 133, а, показана принципиальная схема включения ТСПП в качестве генератора выходных ВИ, из которой видно, что в этой схеме базовый вывод Б (9) соединен с “землей” – ОШ устройства, а эмиттер $Э_{см}$-Э (7) через резистор R_o смещения

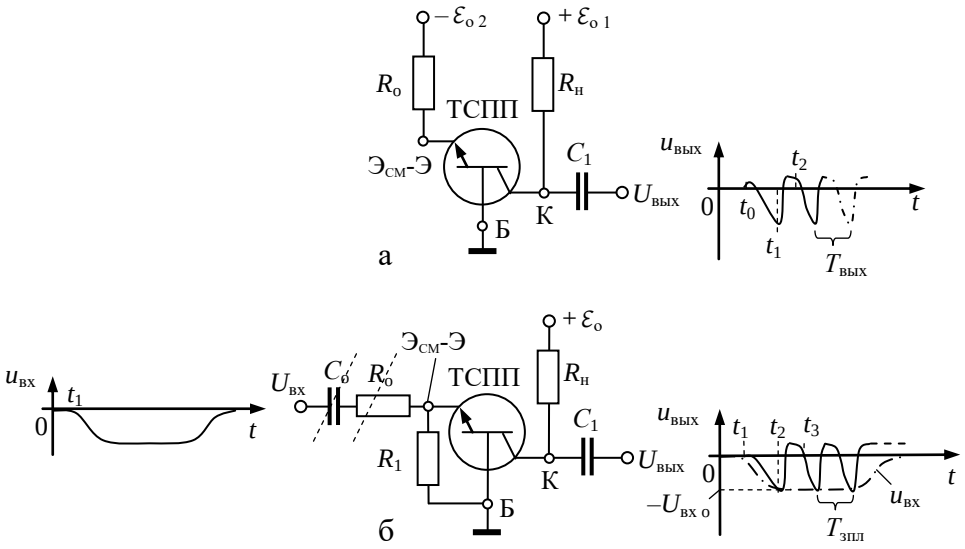


Рис. 133. Другие варианты принципиальных схем включения предложенного ТСПП (рис. 132) в качестве генератора (а) и формирователя (в) выходных ВИ – $u_{вх}(t)$

соединен с отрицательным полюсом – дополнительного источника напряжения $\mathcal{E}_{o\ 2}$ питания, а выходом $U_{вых}$ устройства служат подключенный к коллектору К (8) ТСПП разделительный конденсатор C_1, причем коллектор К (8) через резистор $R_н$ нагрузки соединен с положительным полюсом + источника напряжения $\mathcal{E}_{o\ 1}$ питания.

Генераторное устройство, показанное на рис. 133, а, работает следующим образом.

В определенный момент t_0 времени включаются источники $\mathcal{E}_{o1,\,2}$ питания, величина напряжений $\mathcal{E}_{o1,\,2}$ которых устанавливается из условий: $(\mathcal{E}_{o1} - U_{4\text{-}5}) < U_{см\ s} \le |\mathcal{E}_{o2}|$ и $U_{4\text{-}5} < U_{4\text{-}5\ мах}$. При этом ТСПП находится в “закрытом” состоянии и тепловым током $I_{К\ o}$ через структуру ТСПП можно пренебречь. Поэтому на коллекторе К (8) структуры ТСПП имеем напряжение $u_К(t_0) \cong \mathcal{E}_{o1}$, а на выходе $U_{вых}$ устройства имеем напряжение $u_{вых}(t_0) = 0$. Далее, под действием напряжения $\mathcal{E}_{o2}$ практически сразу начинается расширение ООЗ обратно смещенного p-n перехода 2-3 в области 2 структуры СМ (рис. 132, а, г), и в момент t_0 времени смыкаются ООЗ p-n переходов 2-1 и 2-3 в области 2. С этого момента t_0 из эмиттерной области 1 ($Э_{см}$-Э) начинается термоэмиссия электронов ($n{\cdot}\Delta V$) в область 2 и, под действием ускоряющего электрического поля в ней, электроны ($n{\cdot}\Delta V$) со скоростью v_s дрейфуют в сторону области 3 – эмиттер БТ. Далее электроны ($n{\cdot}\Delta V$) попадают в область 3 и, из-за повышения отрицательного потенциала области 3, электроны ($n{\cdot}\Delta V$) инжектируются в область 4 – базу БТ, откуда известным путем создают ток $i_К(t)$ в коллекторе К (8) ТСПП. Таким образом, после смыкания ООЗ p-n переходов 2-3 и 1-2 в области 2, в момент t_0 времени происходит резкое возрастание тока $i_К(t_1) = I_{К\ мах} \cong \mathcal{E}_o / R_н$ в нагрузке $R_н$, и поэтому $u_К(t_1) \Rightarrow \approx 0$ – резко уменьшается, а на выходе $U_{вых}$ устройства имеем выходной сигнал $u_{вых}(t_1)$ с относительно крутым спадом t_f отрицательной полярности (рис.133, а). Далее, в рассматриваемый момент t_1 времени сопротивление $R_{(Э_{см}\text{-}Э)\ Б}$ между эмиттером $Э_{см}$-Э (7) и базой Б (9) ТСПП с первоначального большого значения (сотни кОм и более), что соответствует “закрытому” p-n переходу 2-3, резко уменьшается до малого значения (сотни Ом и менее), что соответствует “открытым” p-n переходам 1–4, и поэтому напряжение $u_{(Э_{см}\text{-}Э)\ Б}(t_1) < U_{СМ\ s}$. В этот момент t_1 времени ООЗ p-n переходов 2-3 и 1-2 в области 2 размыкаются и ТСПП переходит в “закрытое” состояние, при котором тепловым током $i_К(t_2) \cong I_{К\ o}$ можно пренебречь, а напряжение $u_К(t_2) \cong \mathcal{E}_o$, из-за чего на выходе $U_{вых}$ устройства имеем выходной сигнал $u_{вых}(t_2)$ с сравнительно крутым фронтом t_r положительной полярности (рис.133, а). Далее, в

рассматриваемый момент t_2 времени сопротивление $R_{(Э_{см}\text{-}Э)\ Б}$ резко увеличивается до высокого значения и начинается расширение ООЗ обратно смещенного p-n перехода 2-3 в области 2 структуры СМ, из-за чего процессы повторяются и на выходе $U_{вых}$ устройства имеем выходной сигнал $u_{вых}(t)$ в виде повторяющихся ВИ с частотой $f_{вых}$ (158).

На рис. 133, б, показан другой вариант принципиальной схемы включения ТСПП в качестве формирователя пакетов выходных ВИ – $u_{вых}(t)$ из входного ПВИ – $u_{вх}(t)$. Эта схема отличается наличием входной $U_{вх}$ цепочки последовательно соединенных конденсатора $C_о$ и резистора $R_о$, подключенного к эмиттеру $Э_{см}$-Э (7) ТСПП, который при этом через резистор R_1 соединен с "заземленной" базой Б (9). В данном случае для величины напряжения $\mathcal{E}_о$ источника питания условия должны быть следующие: $(\mathcal{E}_о - U_{4\text{-}5}) < U_{см\ s}$, а $U_{4\text{-}5} < U_{4\text{-}5\ max}$, и, при выполнении этих условий, устройство, показанное на рис. 133, б, работает аналогично схеме, показанной на рис. 132, в. Далее отметим, что в схеме на рис. 133, б, предложенный ТСПП тоже может работать в инжекционно-пролетном режиме – BARITT, для чего входной сигнал ПВИ – $u_{вх}(t)$ с отрицательной – закрывающей полярностью для p-n перехода 2-3 (рис. 132, а) и с амплитудой $U_{о\ вх}$, удовлетворяющей необходимое условие: $U_{о\ вх} \geq U_{см\ s}$, подается непосредственно на эмиттер $Э_{см}$-Э (7) ТСПП, причем эмиттер $Э_{см}$-Э (7) в данном случае является входом $U_{вх}$ устройства, т. е. элементов $C_о$ и $R_о$ в схеме на рис. 133, б, нет, что показано перечеркнутыми пунктирными линиями.

Основным преимуществом вариантов включения ТСПП в схемах, показанных на рис. 133, является то, что структура БТ работает в схеме с ОБ, а это, в свою очередь, обеспечивает максимальное быстродействие всего устройства с примененим предложенного ТСПП.

На рис. 132а, а, показан разрез активной части модифицированной структуры ТСПП (рис. 132, а) (МТСПП) [209] и ее принципиальная эквивалентная схема на дискретных БТ, и ПТ транзисторах, и СМ (рис. 132а, б и в). Там же на рис. 132а, г, показан перпендикулярный разрез в сечении А-А активной части планарного варианта выполнения структуры МТСПП, а на рис. 132а, д – ее планарный вид расположения омических контактов Э (1.1), $Б_{(1;\ 2)}$ (2.(1; 2)), $З_{(1;\ 2)}$ (8.(1; 2)) и $С_{(1;\ 2)}$ (5.1; 6.1).

Из рис. 132а, а, видно, что структура МТСПП дополнена двумя структурами МДП (МОП) 3-4-5 и 3-4-6, которые могут быть выполнены со встроенными (рис. 132а, б) или индуцированными (рис. 132а, в) каналами 9.(1; 2). Очевидно, что на основе МТСПП можно реализовать различные схемы, некоторые варианты которых показаны на рис. 132б, а–в.

Из рис. 132б, а, видно, что дифференциальный усилитель с входом $U_{вх\ 1}$ (или $U^*_{вх\ 1}$), и выходами $U_{вых\ (1–3)}$ (или $U_{вых\ (2;\ 3)}$), или усилитель-смеситель (преобразователь) частот с входами $U_{вх\ (1–3)}$ и выходами $U_{вых\ (1–3)}$, выполнен на структуре МТСПП (рис. 132а, в), в которой выполнена структура БТ при геометрических условиях: $d_{pn\ [(2\text{-}1);\ (2\text{-}3)]\ о} < W_Б < L_{d\ Б}$; $l_1 > d_{pn\ [(4\text{-}5);\ (4\text{-}6)]\ max}$; $l_2 > d_{pn\ [(4\text{-}(5;\ 6));\ (4\text{-}3)]\ max}$; $l_3 > d_{pn\ [(3\text{-}4);\ (3\text{-}2)]\ max}$, здесь: $W_Б$ – толщина базы (2); $L_{d\ Б}$ – диффузионная длина ННЗ в области базы (2); $d_{pn\ [(2\text{-}1);\ (2\text{-}3)]\ о}$ – нейтральная толщина ООЗ в слое 2 соответствующих p-n переходов 2-1 и 2-3; $d_{pn\ [(3\text{-}4);\ (3\text{-}2)]\ max}$ и $d_{pn\ [(4\text{-}5);\ (4\text{-}6);\ (4\text{-}6)]\ max}$ – максимальная толщина ООЗ в слоях 3 и 4 соответствующих p-n переходов 3-(2; 4) и 4-(5; 6) при наличии соответствующих пробивных напряжений.

Дифференциальный усилитель (смеситель) (рис. 132б, а) на основе МТСПП (рис. 132а, в) работает следующим образом.

Включают источник постоянного напряжения $\mathcal{E}_1$ питания и, при помощи резисторного делителя $R_1 \| R_2$ напряжения $\mathcal{E}_1$ на базе $Б_{1\text{-}2}$ БТ, устанавливает рабочее напряжение $U_{БЭ} = U_{Б\perp} - I_{Э\ о} \cdot R_{н\ 1} \cong \mathcal{E}_1 \cdot R_1 / (R_1 + R_2) - I_{Э\ о} \cdot R_{н\ 1}$, здесь: $I_{Э\ о}$ – постоянный эмиттерный ток БТ: $I_{Э\ о} \cong I_{ЕВ\ о} \cdot \exp(U_{БЭ} / \varphi_Т)$, здесь: $I_{ЕВ\ о}$ – обратный ток эмиттерного p-n перехода. Рабочие точки $ПТ_{1,\ 2}$ выбираются приблизительно середины их нагрузочных линий $R_{н\ 2,\ 3}$, определяемых токами $I_{И\ (С)\ о} \cong I_{Э\ о}/2$ и напряжениями $U_{ЗИ\ (1,\ 2)\ о} \cong \mathcal{E}_1 \cdot R_{(3,\ 4)} / / (R_{(3,\ 4)} + R_{(5,\ 6)})$, которые устанавливаются при помощи соответствующих резисторных

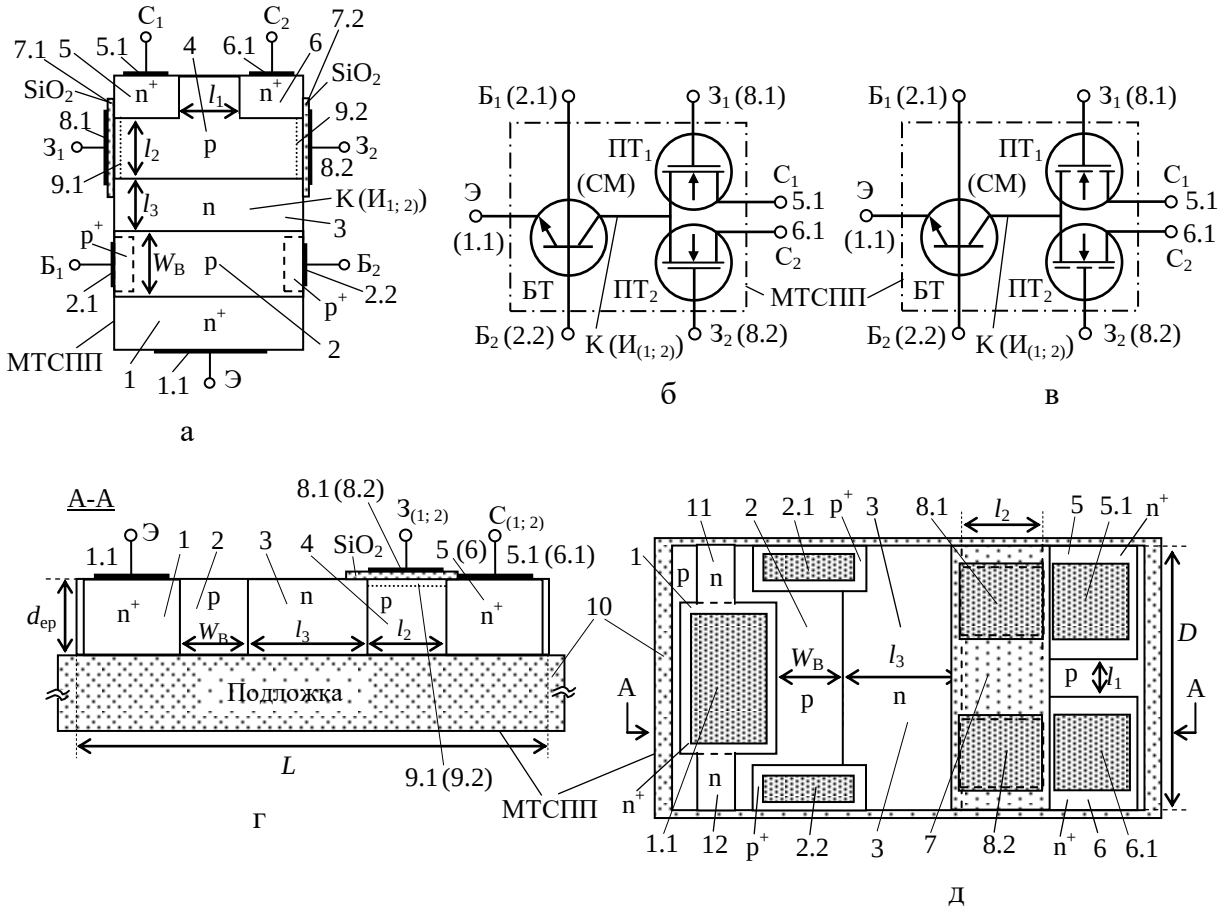


Рис. 132а. Разрез активной части структуры МТСПП (а) и ее принципиальная эквивалентная схема на дискретных СМ, БТ и ПТ со встроенными (б), или индуцированными (в), каналами 9.(1; 2), и перпендикулярный разрез в сечении А-А активной части планарного варианта выполнения структуры МТСПП (г) с ее планарным видом расположения омических контактов (д), здесь цифрами обозначено: 1 – эмиттерная область, например, n^+- типа проводимости структуры СМ или БТ; 2 – базовая область p- типа структуры СМ или БТ; 3 – коллекторная область n^+-типа структуры СМ или БТ, или общий исток $ПТ_{(1; 2)}$; 4 – общая область p- типа расположения каналов 9.(1; 2) структур $ПТ_{(1; 2)}$; 5 и 6 – стоковые области n^+- типа структур $ПТ_{(1; 2)}$; 7.(1; 2) – подзатворные изолирующие области, например, SiO_2, затворов $З_{(1; 2)}$ (8.(1; 2))

делителей $R_3||R_5$ и $R_4||R_6$ напряжения $\mathcal{E}_1$ из условий: $U_{s\,(i)\,(1,\,2)} < U_{ЗИ\,(1,\,2)\,o} < 2 \cdot U_{s\,(i)\,(1,\,2)}$, здесь: $U_{s\,(i)\,(1,\,2)}$ – напряжение индукции канала $ПТ_{1,\,2}$. При поступлении на входы $U_{вх\,2,\,3}$ дифференциального гармонического сигнала $u_{вх\,2\text{-}3}(t) = U_{2\,o} \cdot \sin(\omega \cdot t) - U_{3\,o} \cdot \sin(\omega \cdot t - \pi)$, удовлетворяющего условие “малого сигнала” при одинаковых амплитудах $U_{2\,o} = U_{3\,o}$, на выходах $U_{вых\,2,\,3}$ имеем гармонические противофазные сигналы $u_{вых\,2}(t) = K_{u\,1} \cdot U_{2\,o} \times$ $\times \sin(\omega \cdot t - \pi)$ и $u_{вых\,3}(t) = K_{u\,2} \cdot U_{3\,o} \cdot \sin(\omega \cdot t)$, здесь: $K_{u\,1,\,2} \cong S_{1,\,2} \cdot R_{н\,2,\,3}$, здесь: $K_{u\,1,\,2}$ – дифференциальные коэффициенты усиления напряжения и $S_{1,\,2}$ – крутизны соответствующих $ПТ_{1,\,2}$. При поступлении на вход $U_{вх\,1}$ или $U^*_{вх\,1}$ гармонического сигнала $u_{вх\,1}(t) = U_{1\,o} \cdot \sin(\omega \cdot t)$, или $u^*_{вх\,1}(t) = U^*_{1\,o} \cdot \sin(\omega \cdot t)$, удовлетворяющего условие “малого сигнала”, на выходах $U_{вых\,1\text{–}3}$, или $U_{вых\,2,\,3}$, имеем гармонические сигналы: $u_{вых\,1}(t) = K_u \times$ $\times U_{1\,o} \cdot \sin(\omega \cdot t)$, $u_{вых\,2}(t) = K_{u\,1\,(1)} \cdot U_{1\,o} \cdot \sin(\omega \cdot t)$ и $u_{вых\,3}(t) = K_{u\,2\,(1)} \cdot U_{1\,o} \cdot \sin(\omega \cdot t)$, или $u_{вых\,2}(t) =$ $= K^*_{u\,(1)} \cdot U^*_{1\,o} \cdot \sin(\omega \cdot t)$ и $u_{вых\,3}(t) = K^*_{u\,(2)} \cdot U^*_{1\,o} \cdot \sin(\omega \cdot t)$, здесь: $K_u \cong 1$; $K_{u\,(1,\,2)\,(1)} \cong S \cdot S_{1,\,2} \times$ $\times R_{н\,2,\,3}/(1 + R_{н\,1}/R_{н\,2,\,3})$, здесь: S – крутизна БТ; $K^*_{u\,(1,\,2)} \cong S \cdot S_{1,\,2} \cdot R_{н\,2,\,3}$. При поступлении на

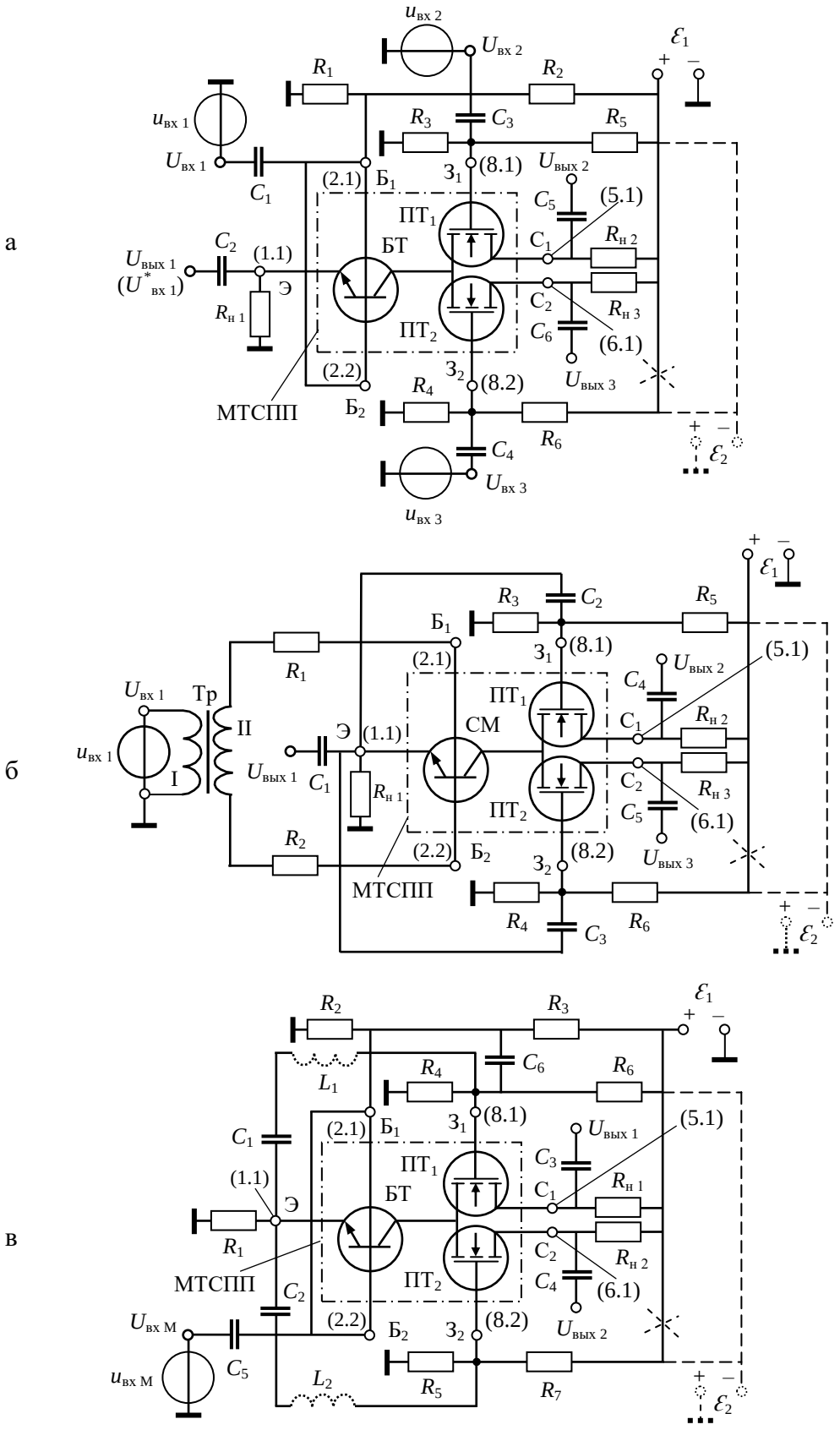


Рис. 132б. Некоторые варианты принципиальных на основе МТСПП (рис. 132а): а- дифференциальный усилитель с входом $U_{вх\,1}$ (или $U^*_{вх\,1}$), и выходами $U_{вых\,(1–3)}$ (или $U_{вых\,(2;\,3)}$), или усилитель-смеситель частот с входами $U_{вх\,(1–3)}$, $U^*_{вх\,1}$ и выходами $U_{вых\,(1–3)}$; б- усилитель-формирователь импульсов с входом $U_{вх\,1}$ и выходами $U_{вых\,(1–3)}$; в- генератор-модулятор с выходами $U_{вых\,(1;\,2)}$ и входом $U_{вх\,м}$ для сигнала модуляции $u_{вх\,м}(t)$

© Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

любую пару вход $U_{\text{вх }1-3}$ и $U^{*}_{\text{вх }1}$ гармонических сигналов с соответствующими частотами $\omega_{\ 1-3}$ и ω^{*}_{1}, удовлетворяющих условие “малого сигнала”, на выходах $U_{\text{вых }1-3}$ имеем усиленные негармонические сигналы $u_{\text{вых }1-3}(t)$ с большим количеством комбинационных частот $\omega_{\text{вых }(1-3)\ k} = |n\cdot\omega_{\ 1} \pm m\cdot\omega_{\ 2} \pm k\cdot\omega_{\ 3} \pm e\cdot\omega^{*}_{1}|$, здесь: $n, m, k, e = 0, 1, 2, 3, \ldots$ – целые числа. При выполнении структуры МТСПП с МДП (МОП) $\text{ПТ}_{1,\ 2}$ со встроенными каналами 9.(1, 2) (рис. 132а, б) схема дифференциального усилителя (смесителя) (рис. 132б, а) дополняется вторым источником постоянного напряжения $\mathcal{E}_2$ для раздельного питания цепей $R_3||R_5$ и $R_4||R_6$, и эти цепи отключаются от источника $\mathcal{E}_1$ (на рис. 132б, а, это показано крестиком). В данном случае рабочие точки $\text{ПТ}_{1,\ 2}$ выбираются приблизительно середины их нагрузочных линий $R_{\text{н }2,\ 3}$, определяемых токами $I_{\text{И (С) o}} \cong \cong I_{\text{Э o}}/2$ и напряжениями $U_{3\perp\ (1,\ 2)\ \text{o}} \cong |\mathcal{E}_2|\cdot R_{(3,\ 4)}/(R_{(3,\ 4)} + R_{(5,\ 6)})$, которые устанавливаются при помощи соответствующих резисторных делителей $R_3||R_5$, и $R_4||R_6$ напряжения $\mathcal{E}_2$ из условий: $0 < |U_{3\perp\ 1,\ 2\ \text{o}}| < 0{,}5\cdot U_{\text{s }1,\ 2}$, здесь: $U_{\text{s }1,\ 2}$ – напряжение отсечки канала $\text{ПТ}_{1,\ 2}$, т. э. $\text{ПТ}_{1,\ 2}$ частично “прикрываются”. В этом случае схема работает также.

Из рис. 132б, б, видно, что усилитель-формирователь импульсов с входом $U_{\text{вх }1}$ и выходами $U_{\text{вых }1-3}$ выполнен на структуре МТСПП (рис. 132а, в), в которой выполнена структура СМ при геометрических условиях: $d_{\text{pn }[(2\text{-}1);\ (2\text{-}3)]\ \text{o}} < W_{\text{B}} < d_{\text{pn }[(2\text{-}1);\ (2\text{-}3)]\ \text{max}}$ – максимальная толщина ООЗ в слое 2 соответствующих p-n переходов 2-(1; 3) при наличии соответствующих пробивных напряжений.

Усилитель-формирователь (рис. 132б, б) на основе МТСПП (рис. 132а, в) работает следующим образом.

Включают источник постоянного напряжения $\mathcal{E}_1$ питания и при помощи резисторных делителей $R_3||R_5$ и $R_4||R_6$ напряжения $\mathcal{E}_1$ на затворах $\text{З}_{1,\ 2}$ $\text{ПТ}_{1,\ 2}$ устанавливаются рабочие напряжения $U_{3\perp\ 1,\ 2} \cong \mathcal{E}_1\cdot R_{(3,\ 4)}/(R_{(3,\ 4)} + R_{(5,\ 6)})$ из условий: $U_{3\perp\ 1,\ 2} \cong U_{\text{s (i)}}$, и этим обеспечиваются исходные “приоткрытые” состояния $\text{ПТ}_{1,\ 2}$, а СМ находятся в исходном полностью “закрытом” состоянии ($R_{\text{ЭК}} \Rightarrow \infty$). При поступлении на вход $U_{\text{вх }1}$ – первая (I) обмотка трансформатора (Тр), гармонического сигнала $u_{\text{вх }1}(t) = = U_{1\ \text{o}}\cdot\sin(\omega\cdot t)$, удовлетворяющего для напряжении $u^{*}_{\text{вх }1}(t) = U_{2\ \text{o}}\cdot\sin(\omega\cdot t)$ на вторичной (II) обмотки трансформатора Тр условие: $U_{2\ \text{o}} > I_{\text{BB s}}\cdot(R_1 + R_2 + R_{\text{BB o}})$, здесь: $I_{\text{BB s}}$ – величина тока I_{BB} между выводами Б_1-Б_2 смыкания ООЗ p-n переходов в базе СМ, при напряжении смыкания $U_{\text{BB s}}$; $R_{\text{BB o}}$ – исходная величина сопротивления $R_{\text{BB}}(I_{\text{BB}})$ между выводами Б_1-Б_2, происходит “переключение” СМ в “открытое” состояние ($R_{\text{ЭК}} \Rightarrow 0$). Поэтому на выходах $U_{\text{вых }1-3}$ формируются импульсные сигналы $u_{\text{вых }1-3}(t)$, временные диаграммы которых показаны на рис. 132в, а–в, где $U_{\text{вых }2,\ 3\ \text{мин}} \cong \mathcal{E}_1\cdot R_{\text{н }1}/[R_{\text{КЭ мин}} + (R_{\text{ИС }1\ \text{o}} + R_{\text{н }2})||(R_{\text{ИС }2\ \text{o}} + R_{\text{н }3})]$, здесь: $R_{\text{КЭ мин}}$ – минимальное сопротивление между выводами Э-К “открытого” СМ; $R_{\text{ИС }1,\ 2\ \text{o}}$ – сопротивления между выводами И-С “открытых” $\text{ПТ}_{1,\ 2}$. Конденсаторы $\text{С}_{2,\ 3}$ создают положительные обратные связи и этим обеспечивают минимальные фронты $t_{\text{r, f }1-3} < 1$ нс формируемых импульсов $u_{\text{вых }1-3}(t)$, рис. 132в, б, в. При выполнении структуры МТСПП с МДП (МОП) $\text{ПТ}_{1,\ 2}$ со встроенными каналами 9.(1, 2) (рис. 132а, б) схема усилителя-формирователя (рис. 132б, б) дополняется вторым источником постоянного напряжения $\mathcal{E}_2$ для раздельного питания цепей $R_4||R_6$ и $R_5||R_7$, и эти цепи отключаются от источника $\mathcal{E}_1$ (на рис. 132б, б, это показано крестиком). В данном случае рабочие точки $\text{ПТ}_{1,\ 2}$ выбираются приблизительно середины их нагрузочных линий $R_{\text{н }2,\ 3}$, определяемых токами $I_{\text{И (С) мах}} \cong I_{\text{Э мах}}/2$ и напряжениями $U_{\text{ЗИ }(1,\ 2)\ \text{o}} \cong |\mathcal{E}_2|\cdot R_{(3,\ 4)}/(R_{(3,\ 4)} + + R_{(5,\ 6)})$, которые устанавливаются при помощи соответствующих резисторных делителей $R_3||R_5$, и $R_4||R_6$ напряжения $\mathcal{E}_2$ из условий: $|U_{3\perp\ 1,\ 2\ \text{o}}| \cong 0{,}5\cdot U_{\text{s }1,\ 2}$, здесь: $U_{\text{s }1,\ 2}$ – напряжение отсечки канала $\text{ПТ}_{1,\ 2}$. В этом случае схема работает также.

Из рис. 132б, в, видно, что генератор-модулятор с выходами $U_{\text{вых }(1;\ 2)}$ и входом $U_{\text{вх М}}$ для сигнала модуляции $u_{\text{вх М}}(t)$ выполнен на структуре МТСПП (рис. 132а, в), в которой выполнена структура БТ аналогично геометрическим условиям для дифференциального усилителя (рис. 132б, а).

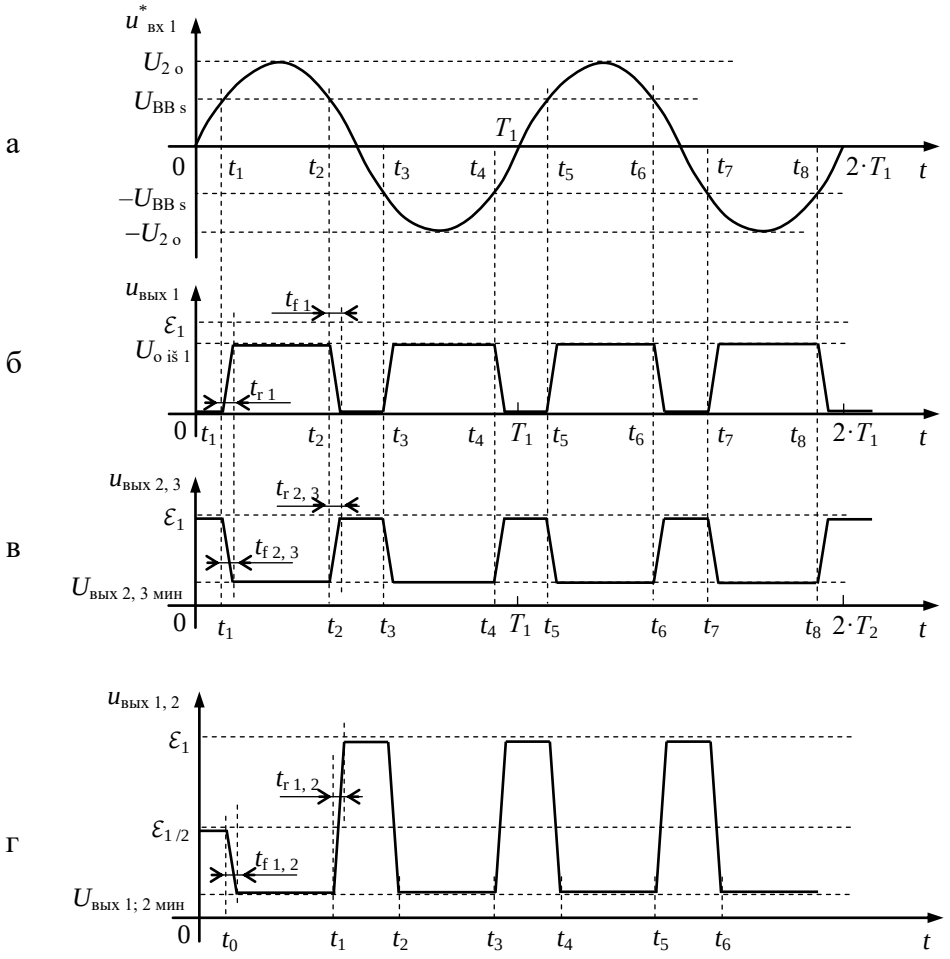


Рис. 132в. Временные диаграммы сигналов $u_{вых\,1–3}(t)$ (б, в) на выходах $U_{вых\,1–3}$ усилителя-формирователя (рис. 132б, б) на основе МТСПП (рис. 132а, в), при подаче на вход $U_{вх\,1}$ гармонического сигнала $u_{вх\,1}(t) = U_{1\,o}$ x x $\sin(\omega\cdot t)$, который трансформируется на вторичной (II) обмотке Тр в сигнал $u^*_{вх\,1}(t) = U_{2\,o}\cdot\sin(\omega\cdot t)$ (а); г– временные диаграммы сигналов $u_{вых\,1,\,2}(t)$ на выходах $U_{вых\,1,\,2}$ генератора-модулятора (рис. 132б, в) на основе МТСПП (рис. 132а, в),

Генератор-модулятор (рис. 132б, в) на основе МТСПП (рис. 132а, в) работает следующим образом.

Включают источник постоянного напряжения $\mathcal{E}_1$ питания и при помощи резисторных делителей $R_2||R_3$, $R_4||R_6$ и $R_5||R_7$ напряжения $\mathcal{E}_1$ на базе $Б_{1\text{-}2}$ БТ, и на затворах $З_{1,\,2}$ $ПТ_{1,\,2}$ устанавливаются рабочие напряжения $U_{БЭ\,o} = U_{Б\perp\,o} - I_{Э\,o}\cdot R_1 \cong \mathcal{E}_1\cdot R_2/(R_2 + R_3) -$ $- I_{Э\,o}\cdot R_1$, здесь: $I_{Э\,o} \cong \mathcal{E}_1/[R_1 + R_{ЭК\,o} + (R_{ИС\,1\,o} + R_{н\,1})||(R_{ИС\,2\,o} + R_{н\,2})]$ – эмиттерный ток в рабочей точке БТ, и в рабочих точках $ПТ_{1,\,2}$ напряжения $U_{З\perp\,1,\,2\,o} \cong \mathcal{E}_1\cdot R_{(4,\,5)}/(R_{(4,\,5)} + R_{(6,\,7)})$ из условий: $U_{s\,(i)} < U_{З\perp\,1,\,2\,o} < 2\cdot U_{s\,(i)}$, и этим обеспечиваются исходные "приоткрытые" состояния БТ и $ПТ_{1,\,2}$. Пусть в момент времени t_o включения напряжения $\mathcal{E}_1$ из за флуктуаций напряжения $U_{Б\perp\,o}$, например, увеличивается на величину $+\Delta U_{Б\perp\,1} << U_{Б\perp\,o}$. Поэтому изначальный ток $I_{Э\,o}$ БТ увеличивается на величину $\Delta I_{Э\,1} << I_{Э\,o} + \Delta I_{Э\,1}$. Этот положительный скачек тока на резисторе R_1 создает положительный скачек напряжения $\Delta U_{Э\,1} \cong \Delta I_{Э\,1}\cdot R_1$, который через конденсаторы $C_{1,\,2}$ попадают на затворы $З_{1,\,2}$ соответствующих $ПТ_{1,\,2}$ и одновременно через конденсатор C_6 – на базу $Б_{1\text{-}2}$ БТ, и этим обеспечивают увеличения токов $I_{C\,o\,1,\,2} \cong I_{Э\,o}/2 + \Delta I_{C\,1}$ обеих $ПТ_{1,\,2}$, из за уменьшения их изначальных сопротивлений $R_{ИС\,(1,\,2)\,o}$ на соответствующие величины $\Delta R_{ИС\,(1,\,2)}$, а это приводит к дополнительному возрастанию тока $I_{Э\,o} + \Delta I_{Э\,1} + \Delta I_{C\,1}$, и соответствующему

возрастанию напряжения $\Delta U_{Э\ 2} \cong R_1 \cdot (\Delta I_{Э\ 1} \cdot + \Delta I_{C\ 1})$, и т. д. – действует положительная обратная связь, что в итоге приводит к полному "открыванию" $ПТ_{1,\ 2}$ при максимальных токов $I_{C\ мах\ 1,\ 2} \cong \mathcal{E}_1 / [R_1 + R_{ЭК\ о} + (R_{ИС\ 1\ мин} + R_{н\ 1}) \| (R_{ИС\ 2\ мин} + R_{н\ 2})]$. Во время этого процесса БТ остается практически в исходном состоянии и на выходах $U_{вых\ 1;\ 2}$ формируются синхронные импульсные сигналы $u_{вх\ 1,\ 2}(t)$ со спадами фронтов $t_{f\ 1,\ 2} < 1$ нс. Далее начинается уменьшение токов $I_{C\ мах\ 1,\ 2}$, из за возрастания минимальных сопротивлений $R_{ИС\ (1,\ 2)\ мин}$, что приводит к отрицательному скачку тока $-\Delta I_{Э\ 1} \cong -\Delta I_{C\ 1} - \Delta I_{C\ 2}$ на резисторе R_1 и создает отрицательный скачек напряжения $-\Delta U_{Э\ 1} \cong -\Delta I_{Э\ 1} \cdot R_1$, который через конденсаторы $C_{1,\ 2}$ попадают на затворы $З_{1,\ 2}$ соответствующих $ПТ_{1,\ 2}$, и одновременно через конденсатор C_6 – на базу $Б_{1\text{-}2}$ БТ, и этим обеспечивается уменьшения токов $I_{C\ 1,\ 2} \cong I_{C\ мах\ 1,\ 2} - \Delta I_{C\ 1,\ 2} \Rightarrow I_{Э\ о}/2$ обеих $ПТ_{1,\ 2}$. Во время этого процесса на выходах $U_{вых\ 1;\ 2}$ формируются синхронные импульсные сигналы $u_{вых\ 1\text{–}3}(t)$ с нарастаниями фронтов $t_{г\ 1,\ 2} < 1$ нс. Временные диаграммы выходных импульсов $u_{вых\ 1,\ 2}(t)$ показаны на рис. 132в, г, где $U_{вых\ 1,\ 2\ мин} \cong \mathcal{E}_1 \cdot (R_1 + R_{КЭ\ о} + R_{ИС\ 1\ мин} \| R_{ИС\ 2\ мин}) / [(R_1 + R_{КЭ\ о} + R_{ИС\ 1\ мин} \| R_{ИС\ 2\ мин} + R_{н\ 1} + R_{н\ 2})]$. При выполнении структуры МТСПП с МДП (МОП) $ПТ_{1,\ 2}$ со встроенными каналами 9.(1, 2) (рис. 132а, б) схема генератора-модулятора (рис. 132б, в) дополняется вторым источником постоянного напряжения $\mathcal{E}_2$ для раздельного питания цепей $R_4 \| R_6$ и $R_5 \| R_7$, и эти цепи отключаются от источника $\mathcal{E}_1$ (на рис. 132б, в, это показано крестиком). В данном случае рабочие точки БТ и $ПТ_{1,\ 2}$ выбираются приблизительно середины их нагрузочных линий $(R_{ИС\ 1\ о} + R_{н\ 1}) \| (R_{ИС\ 2\ о} + R_{н\ 2})$ и $R_{н\ 1,\ 2}$, определяемых токами $I_{И\ 1,\ 2\ о} \cong I_{Э\ о}/2$ и напряжениями: $U_{БЭ\ о}$, $U_{ЗИ\ 1,\ 2\ о}$, которые устанавливаются при помощи соответствующих резисторных делителей $R_2 \| R_3$, $R_4 \| R_6$ и $R_5 \| R_7$ напряжения $\mathcal{E}_2$ из условий: $|U_{З\perp\ 1,\ 2\ о}| \cong 0{,}5 \text{x} \text{x} U_{s\ 1,\ 2}$. В этом случае схема работает также. Для получения гармонических сигналов $u_{вых\ 1,\ 2}(t) = U_{1,\ 2\ о} \cdot \sin(\omega \cdot t)$ на выходах $U_{вых\ 1;\ 2}$ в схему генератора-модулятора (рис. 132б, в) включаются индуктивности $L_{1,\ 2}$ (показаны точками) и этим обеспечивается частота $\omega = 1/(L_{1,\ 2} \cdot C_{1,\ 2})^{1/2}$. Для получения дополнительной функции модуляции амплитуды $U_{вых\ 1,\ 2\ о}$ генерируемых импульсов $u_{вых\ 1,\ 2}(t)$ в схеме создается вход $U_{вх\ М}$, при помощи которого входной сигнал $u_{вх\ М}(t)$ подается на базу $Б_{1\text{-}2}$ БТ и этим изменяется величина тока $I_{Э\ о}$.

Также отметим, что схема дифференциального усилителя (смесителя) (рис. 132б, а) может применятся для коммутации тока $I_{Э\ о} \cong I_{К\ о}$ "открытого" БТ путем "переключения" соответствующего $ПТ_{1,\ 2}$ в режимах работы "ключей", которых в структуре МТСПП (рис. 132а, д) можно сформировать в линию параллельно расположенных одинаковых МДП (МОП) "нормально закрытых" структур $ПТ_{1\text{–}N}$, здесь $N = 1; 2; 3; \ldots$, с соответствующими выходами $U_{вых\ 1\text{–}N}$ стоков $С_{1\text{–}N}$ и входами $U_{вх\ 1\text{–}N}$ затворов $З_{1\text{–}N}$.

5.21. Некоторые варианты транзисторных схем управления СМ

При рассмотрении различных устройств с применением СМ было показано, что основной проблемой управления СМ является необходимость всячески избегать биполярного транзисторного эффекта включения СМ сигналом воздействия между его базой $Б_{1,\ 2}$ и эмиттером Э. Для решения этой проблемы были предложены структуры СМ с отсутствием биполярного транзисторного эффекта в ней, например, с исключением инжекционных свойств эмиттерного p-n перехода, путем применения ВП – широкозонная база $Б_{1,\ 2}$ и узкозонные эмиттер Э и коллектор К СМ. Также применялся метод двух гальванически развязанных ОШ устройства. Однако это существенно усложняет технологию изготовления микросхем на основе применения СМ, и поэтому нужны другие альтернативы, позволяющие максимально использовать возможности кремневой (Si) планарной технологии. Также отметим, что метод двух гальванически развязанных ОШ устройства имеет существенные недостатки в СВЧ- электронике.

Транзисторная схема управления СМ на основе применения СПТ, показана на

рис. 134.

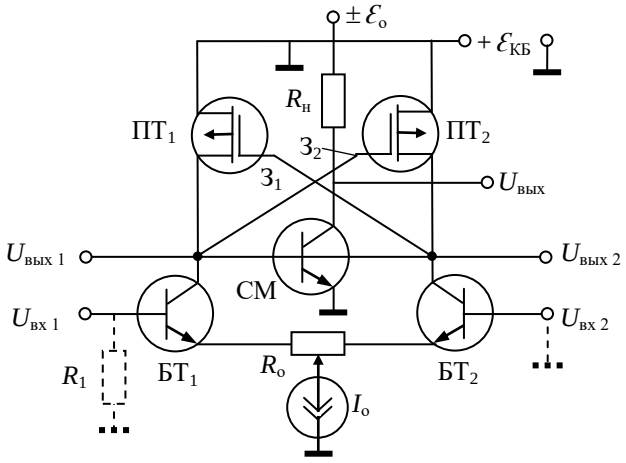


Рис. 134. Принципиальная транзисторная схема управления СМ на основе применения СПТ

Из рис. 134 видно, что особенностью предложенной схемы СПТ на $БТ_{1,\,2}$ является применение $ПТ_{1,\,2}$ в качестве управляемых нагрузочных резисторов в цепях коллекторов $БТ_{1,\,2}$, соответственно. Управление транзисторами $ПТ_{1,\,2}$ осуществляется разницей $\Delta u_{вых}(t) = u_{вых\,1}(t) - u_{вых\,2}(t)$ напряжений $u_{вых\,1,\,2}(t)$ на выходах $U_{вых\,1,\,2}$ – коллекторов $БТ_{1,\,2}$, соответственно, которые одновременно являются дополнительными выходами $U_{вых\,1,\,2}$ устройства. Необходимый режим управления $ПТ_{1,\,2}$ осуществлен перекрестным соединением их затворов $З_{1,\,2}$ – затвор $З_1$ $ПТ_1$ соединен с коллектором $БТ_2$, а затвор $З_2$ $ПТ_2$ соединен с коллектором $БТ_1$. Базовые выводы управляемого СМ соединены с соответствующими коллекторами $БТ_{1,\,2}$, а коллектор СМ через резистор $R_н$ нагрузки соединен с источником напряжения $\pm\mathcal{E}_о$ питания, другой полюс которого и эмиттер СМ соединены с ОШ устройства.

Балансировка СПТ осуществляется потенциометром $R_о$, включенном в цепь эмиттеров $БТ_{1,\,2}$, движущийся контакт которого соединен с источником постоянного ток $I_о$ СПТ. Управление СПТ может осуществляться дифференциальным входным сигналом $\Delta u_{вх}(t) = u_{вх\,1}(t) - u_{вх\,2}(t)$, или входным сигналом $u_{вх\,1,\,2}(t)$ относительно ОШ устройства, причем в этом случае другой вход СПТ, например $U_{вх\,2}$ соединяется с ОШ устройства, а первый вход $U_{вх\,1}$ обязательно должен иметь гальваническую связь с ОШ, например при помощи резистора R_1 утечки, включенного между базой $БТ_1$ и ОШ, что на рис. 134 показано штриховыми линиями.

Транзисторная схема управления СМ, показанная на рис. 134, работает следующим образом.

Включают источник постоянного ток $I_о$ СПТ и источник постоянного напряжения $\pm\mathcal{E}_о$ питания СМ. При помощи потенциометра $R_о$ достигается балансировка СПТ и этим обеспечивается одинаковые постоянные напряжения $U_{вых\,1\,о} \cong U_{вых\,2\,о}$, а поэтому тока через базовые выводы СМ нет и он находится в “выключенном” состоянии. Рабочие точки $БТ_{1,\,2}$ выбираются приблизительно середины их нагрузочных линий, определяемых током $I_о/2$ и величиной сопротивлений $R_{СИ\,1,\,2}$ между стоками $С_{1,\,2}$ и соответствующими истоками $И_{1,\,2}$ нормально открытых $ПТ_{1,\,2}$, причем в варианте схемы, показанной на рис. 134, в качестве $БТ_{1,\,2}$ включены n-p-n БТ, тип проводимости которых соответствует типу проводимости n-p-n СМ, а в качестве $ПТ_{1,\,2}$ включены p- канальные ПТ с изолированными затворами $З_{1,\,2}$ – МДП (МОП) транзисторы со встроенными каналами, поскольку при условии $U_{вых\,1\,о} \cong U_{вых\,2\,о}$, напряжения $U_{ЗИ\,1,\,2\,о} \cong 0$, и этим обеспечивается нормально открытое состояние $ПТ_{1,\,2}$. Здесь и далее применяются общепринятые обозначения выводов БТ и ПТ, которые на схеме рис. 134 не показаны. Таким образом, в исходном состоянии на выходе $U_{вых}$ имеем $u_{вых}(t) \cong \pm\mathcal{E}_о$, а на дополнительных выходах $U_{вых\,1,\,2}$ соответственно

$u_{\text{вых 1, 2}}(t) \cong R_{\text{СИ 1, 2}} \cdot (I_{\text{о}}/2)$. При поступлении на входы $U_{\text{вх 1, 2}}$ устройства, например, положительной полуволны гармонического входного сигнала $\Delta u_{\text{вх}}(t)$, или $u_{\text{вх 1}}(t)$, при $u_{\text{вх 2}}(t) = 0$, транзистор БТ_1 "открывается", а БТ_2 "закрывается". Поэтому выходное напряжение $u_{\text{вых 1}}(t) < u_{\text{вых 2}}(t)$ и, при условии неравенства $-|u_{\text{вых 1}}(t) - u_{\text{вых 2}}(t)| \geq U_{\text{s ЗИ}}$ – напряжение отсечки канала $\text{ПТ}_{1, 2}$, происходит полное "закрытие" ПТ_1, а ПТ_2 остается полностью "открытом". При этом ток $I_{\text{о}}$ от источника тока течет по цепи –"открытый" БТ_1, базовые выводы СМ, поскольку направление тока $I_{\text{о}}$ является обратным для эмиттерного p-n перехода СМ, и "открытый" ПТ_2, и, при условии $-I_{\text{о}} \geq I_{\text{BB s}}$ – ток смыкания p-n переходов СМ, СМ "открывается" и на выходе $U_{\text{вых}}$ имеем $u_{\text{вых}}(t) \cong 0$, а на дополнительных выходах $U_{\text{вых 1, 2}}$, соответственно: $u_{\text{вых 2}}(t) \cong -R_{\text{СИ 2 s}} \cdot I_{\text{о}}$, и $u_{\text{вых 1}}(t) \cong -(R_{\text{BB s}} + R_{\text{СИ 2 s}}) \cdot I_{\text{о}}$. Далее, при поступлении отрицательной полуволны гармонического входного сигнала $\Delta u_{\text{вх}}(t)$, или $u_{\text{вх1}}(t)$, при $u_{\text{вх 2}}(t) = 0$, транзистор БТ_1 "закрывается", а БТ_2 "открывается". Поэтому напряжение $u_{\text{вых 1}}(t) > u_{\text{вых 2}}(t)$, и происходит полное "закрытие" ПТ_2, а ПТ_1 полностью "открывается". При этом ток $I_{\text{о}}$ от источника тока течет по цепи – "открытый" БТ_2, базовые выводы СМ и "открытый" ПТ_1, и при этом происходит повторное смыкание p-n переходов СМ, из-за чего СМ опять "открывается" и на выходе $U_{\text{вых}}$ имеем $u_{\text{вх}}(t) \cong 0$, а на дополнительных выходах $U_{\text{вых 1, 2}}$, соответственно: $u_{\text{вых 1}}(t) \cong -R_{\text{СИ 1 s}} \cdot I_{\text{о}}$ и $u_{\text{вых 2}}(t) \cong$ $\cong -(R_{\text{BB s}} + R_{\text{СИ 1 s}}) \cdot I_{\text{о}}$, здесь: $R_{\text{BB s}}$ – сопротивление между базовыми выводами "открытого" СМ; $R_{\text{СИ 1, 2 s}}$ – сопротивление между стоком С и истоком И полностью открытых $\text{ПТ}_{1, 2}$, соответственно. Далее отметим, что между промежутками времени "открытого" состояния СМ имеются "закрытые" состояния СМ, в которых для моментного значения тока $i_{\text{BB}}(t)$ между базовыми выводами СМ действует условие $i_{\text{BB}}(t) < I_{\text{BB s}}$. Таким образом, во время действия одного периода входного сигнала $\Delta u_{\text{вх}}(t)$ или $u_{\text{вх 1}}(t)$, при $u_{\text{вх 2}}(t) = 0$, с частотой $f_{\text{вх}}$, на выходе $U_{\text{вых}}$ устройства снимается сигнал $u_{\text{вых}}(t)$ с двое большей частотой $f_{\text{вых}} = 2 \cdot f_{\text{вх}}$. Далее отметим, что в качестве $\text{ПТ}_{1, 2}$ в схеме на рис. 134 могут быть использованы МОП (МДП) ПТ со встроенным каналом n- типа проводимости, но при этом $\text{БТ}_{1, 2}$ меняются на p-n-p транзисторы с соответствующим изменение полярности тока $I_{\text{о}}$.

Другой отличительной особенностью предложенной схемы на рис. 134 является то, что она с успехом может быть использована в обыкновенной электронике с применением СПТ для усиления входных сигналов $\Delta u_{\text{вх}}(t)$, или $u_{\text{вх 1}}(t)$, при $u_{\text{вх 2}}(t) = 0$, с максимальными значениями дифференциальных коэффициентов $K_{\Delta \text{u}} = \Delta U_{\text{о вых}}/\Delta U_{\text{о вх}}$, или в другом случае $K_{\Delta \text{u}} = \Delta U_{\text{о вых}}/U_{\text{о вх 1, 2}}$ усиления напряжения, когда вместо СМ в схему СПТ между коллекторами $\text{БТ}_{1, 2}$ включается резистор $R_{\text{н}}$ нагрузки. Максимальные значения $K_{\Delta \text{u}}$ обеспечивается тем, что ток $i_{\text{Rн}}(t)$ в нагрузке $R_{\text{н}}$ получается максимальной величины, т. к. уменьшается шунтирующее действие управляемых $\text{ПТ}_{1, 2}$ на $R_{\text{н}}$, в то время как в обычной СПТ с резисторами $R_{\text{К 1, 2}}$ в цепях коллекторов $\text{БТ}_{1, 2}$, этого шунтирующего влияния резисторов $R_{\text{К 1, 2}}$ на $R_{\text{н}}$ избегать невозможно. Таким образом, предложенный вариант СПТ с резистором нагрузки $R_{\text{н}}$ в место СМ (рис. 134) позволяет получить дифференциальный коэффициент $K_{\Delta \text{u}}$ усиления напряжения с максимальной величиной $K_{\Delta \text{u max}} \cong I_{\text{о}} \cdot R_{\text{н}}/U_{\text{о вх мин}}$, здесь $U_{\text{о вх мин}}$ – минимальное амплитудное значение напряжения входного сигнала $u_{\text{вх}}(t)$, обеспечивающее полное переключение СПТ.

Другой отличительной особенностью предложенной схемы на рис. 134 является то, что она с успехом может быть использована для эффективного умножения частоты с коэффициентом умножения в два и более раз. При этом к. п. д. данного устройства достигает 80–90 %, что существенно выше устройств умножения частоты, принцип работы которых основан на использовании нелинейных радиоэлементов, в том числе и работающих на параметрическом принципе умножения частоты. Для получения умножения частоты более двух раз, достаточно последовательно соединит два и более транзисторных схем управления СМ, показанной на рис. 134, причем каскады модернизированных СПТ соединяются при помощи разделительных конденсаторов и в этом случае обеспечивается умножение выходной частоты $f_{\text{вых}}$ по формуле $f_{\text{вых}} = 2^N \cdot f_{\text{вх}}$,

здесь N = 1, 2, 3, ... – число каскадов.

Другой вариант транзисторной схемы управления СМ на основе применения БТ с различными типами проводимости показан на рис. 135.

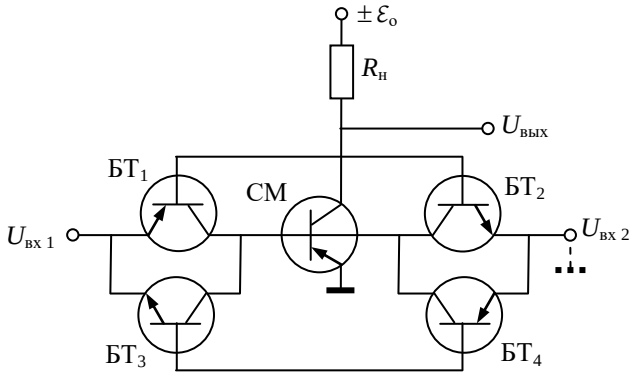


Рис. 135. Принципиальная транзисторная схема управления СМ на основе применения БТ с различным типом проводимости

Из рис. 135 видно, что в этой схеме использован принцип последовательного соединения разнополярных БТ, что исключает необходимость применения двух гальванически развязанных ОШ. Для обеспечения включения СМ от разнополярных входных сигналов $\pm u_{вх}(t)$, применены две параллельные цепочки последовательно соединенных разнополярных БТ: p-n-p $БТ_1$ и n-p-n $БТ_2$ – первая цепочка, а n-p-n $БТ_3$ и p-n-p $БТ_4$ – вторая цепочка, причем базы соответствующих $БТ_{1,\,2}$ и $БТ_{3,\,4}$ в этих цепочках соединены между собой. Входом $U_{вх\ 1,\,2}$ устройства являются между собой соединенные эмиттеры $БТ_{1,\,3}$ и $БТ_{2,\,4}$, коллекторы которых в парах соответственно соединены с первым и втором выводами баз СМ. Коллектор СМ через резистор $R_н$ нагрузки соединен с источником напряжения $\pm\mathcal{E}_o$ питания, другой полюс которого и эмиттер СМ соединены с ОШ устройства. В другом варианте управления вход $U_{вх\ 2}$ “заземлен” и входом $U_{вх}$ устройства является $U_{вх\ 1}$.

Транзисторная схема управления СМ, показанная на рис. 135, работает следующим образом.

Включается источник постоянного напряжения $\pm\mathcal{E}_o$ питания СМ и при этом СМ находится в “закрытом” состоянии, а поэтому на выходе $U_{вых} \cong \pm\mathcal{E}_o$. При поступлении на вход $U_{вх}$ устройства, например, положительной полуволны гармонического входного сигнала $u_{вх}(t)$, транзисторы $БТ_{1,\,2}$ “открываются”, а $БТ_{3,\,4}$ “закрываются”. Поэтому по цепи – эмиттер-коллектор $БТ_1$, базовые выводы СМ и коллектор-эмиттер $БТ_2$ течет входной ток $i_{вх}(t)$, и, при условии $i_{вх}(t) \geq I_{ВВ\ s}$, СМ “открывается”, поэтому на выходе $U_{вых}$ напряжение $u_{вых}(t) \cong 0$. При поступлении отрицательной полуволны гармонического входного сигнала $u_{вх}$, транзисторы $БТ_{1,\,2}$ “закрываются”, а $БТ_{3,\,4}$ “открываются”, и поэтому по цепи – эмиттер-коллектор $БТ_3$, базовые выводы СМ и коллектор-эмиттер $БТ_4$ течет входной ток $-i_{вх}(t)$ в обратном направлении, и, при условии $|i_{вх}(t)| \geq I_{ВВ\ s}$, СМ опять “открывается” и на выходе $U_{вых}$ имеем $u_{вых}(t) \cong 0$. Здесь тоже между промежутками времени “открытого” состояния СМ имеются “закрытые” состояния СМ, в которых для моментного значения тока $i_{вх}(t)$ действует условие $i_{вх}(t) < I_{ВВ\ s}$. Таким образом, во время действия одного периода входного сигнала $u_{вх}(t)$ с частотой $f_{вх}$, на выходе $U_{вых}$ устройства снимается сигнал $u_{вых}(t)$ с двое большей частотой $f_{вых} = 2 \cdot f_{вх}$, и это тоже можно использовать для эффективного умножения частоты.

Еще другой вариант транзисторной схемы управления СМ на основе применения БТ и ПТ с различными типами проводимости показан на рис. 136.

Из рис. 136 видно, что в этой схеме использован принцип параллельного соединения разнополярных БТ и ПТ, что тоже исключает необходимость применения двух гальванически развязанных ОШ. Для обеспечения включения СМ от разнополярных

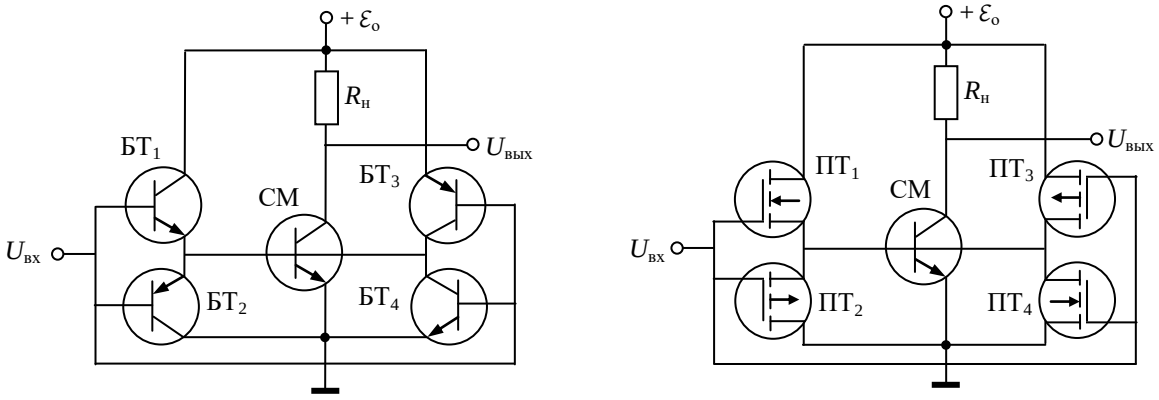


Рис. 136. Принципиальная транзисторная схема управления СМ на основе применения БТ (а) и ПТ (б), с различными типами проводимости

входных сигналов $u_{вх}(t)$, применены две пары параллельно соединенных разнополярных БТ (рис. 136, а): n-p-n БТ$_1$ и p-n-p БТ$_2$ – первая пара, а p-n-p БТ$_3$ и n-p-n БТ$_4$ – вторая пара, причем базы соответствующих БТ$_{1,\ 2}$ и БТ$_{3,\ 4}$ в этих парах соединены между собой и подключены к входу $U_{вх}$ устройства. Эмиттеры БТ$_{1,\ 2}$ соединены с первым базовым выводом СМ, второй базовый вывод которого соединен с коллекторами БТ$_{3,\ 4}$, а коллектор БТ$_1$, эмиттер БТ$_2$ и коллектор СМ через резистор $R_н$ нагрузки соединены с источником напряжения $\mathcal{E}_o$ питания, другой полюс которого, эмиттер СМ, коллектор БТ$_2$ и эмиттер БТ$_4$ соединены с ОШ устройства. Аналогично построена схема и на основе комплементарных пар ПТ$_{1,\ 2}$ и ПТ$_{3,\ 4}$ МДП (МОП) транзисторов, показанная на рис. 136, б.

Транзисторная схема управления СМ, показанная на рис. 136, работает следующим образом.

Включается источник постоянного напряжения $\mathcal{E}_o$ питания и при этом СМ находится в “закрытом” состоянии, и поэтому на выходе $U_{вых}$ имеем $u_{вых}(t) \cong \mathcal{E}_o$. При поступлении на вход $U_{вх}$ устройства, например, положительной полуволны гармонического входного сигнала $u_{вх}(t)$, транзисторы БТ$_{1,\ 4}$ “открываются”, а БТ$_{2,\ 3}$ “закрываются”. Поэтому по цепи – источник $\mathcal{E}_o$, коллектор-эмиттер БТ$_1$, базовые выводы СМ и коллектор-эмиттер БТ$_4$ течет ток $i_{ВВ}(t)$ – базовый ток СМ, и, при условии – $i_{ВВ}(t) \geq I_{ВВ\ s}$, СМ “открывается” и на выходе $U_{вых}$ имеем $u_{вых}(t) \cong 0$. При поступлении отрицательной полуволны гармонического входного сигнала $u_{вх}(t)$, транзисторы БТ$_{1,\ 4}$ “закрываются”, а БТ$_{2,\ 3}$ “открываются”, и поэтому по цепи – источник $\mathcal{E}_o$, коллектор-эмиттер БТ$_3$, базовые выводы СМ и эмиттер-коллектор БТ$_2$ течет ток – $i_{ВВ}(t)$ в обратном направлении, и, при условии $|i_{ВВ}(t)| \geq I_{ВВ\ s}$, СМ опять “открывается” и на выходе $U_{вых}$ имеем $u_{вых}(t) \cong 0$. Здесь тоже между промежутками времени “открытого” состояния СМ имеются “закрытые” состояния СМ, в которых для моментного значения тока $i_{ВВ}(t)$ действует условие $i_{ВВ}(t) < I_{ВВ\ s}$. Таким образом, во время действия одного периода входного сигнала $u_{вх}(t)$ с частотой $f_{вх}$, на выходе $U_{вых}$ устройства снимается сигнал $u_{вых}(t)$ с двое большей частотой $f_{вых} = 2 \cdot f_{вх}$, и это тоже можно использовать для эффективного умножения частоты. Аналогично работает и схема на основе комплементарных пар МДП (МОП) транзисторов, показанная на рис. 136, б.

В заключении этого параграфа заметим, что в рассмотренных схемах управления СМ, показанных на рис. 134–136, резистор $R_н$ нагрузки может быть включен и в эмиттерной цепи СМ, а также можно включить два отдельных резисторов $R_{н\ 1,\ 2}$ нагрузки в обеих цепях – коллектора и эмиттера СМ, что расширяет функциональные возможности устройств.

5.22. Усилительный ПП на основе эффекта модуляции проводимости. Тетродный и пентодный транзисторы

Разрез активной части усилительного ПП (УПП) – тетродного транзистора (ТТ) и принципиальная схема его включения показаны на рис. 137, а, откуда видно, что предложенная структура ТТ отличается от структуры БТ выполнением конфигурации контактов $К_{1,\,2}$ коллекторов к коллекторной области ТТ, а именно, к коллекторной области сформированы два расположенные напротив к друг другу омические контакты $К_1$ и $К_2$, позволяющие пропускать коллекторный ток $i_{КК}\,(t)$ параллельно плоскости коллекторного p-n перехода [203].

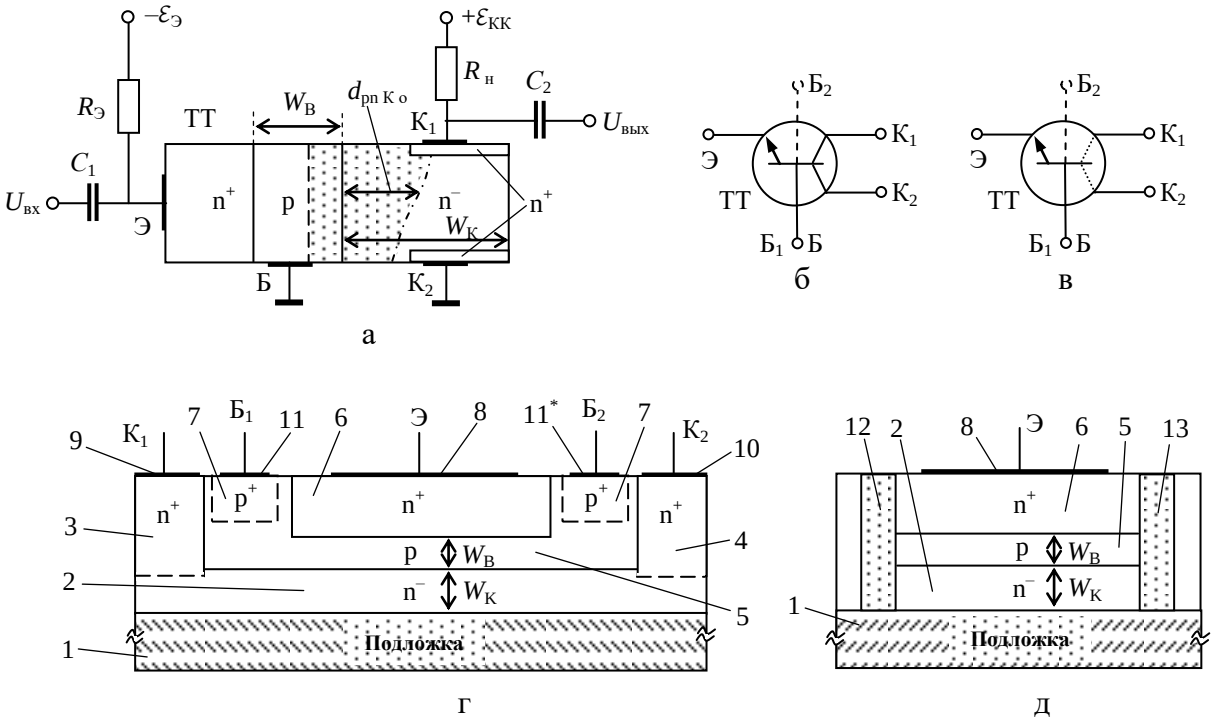


Рис. 137. Разрез активной части ТТ и принципиальная схема его включения (а), схемотехнический вариант обозначения ТТ: "нормально открытого" (б) и "нормально закрытого" (в), продольной (г) и поперечный (д) разрез планарной конструкции структуры ТТ, здесь цифрами обозначено: 1 – диэлектрический теплоотвод – подложка; 2 – эпитаксиальный слаболегированный слой, например, n^-- типа проводимости – коллекторная область ТТ; 3, 4 – сильнолегированные подконтактные области коллекторов $К_{1,\,2}$, например, n^+- типа; 5 – базовая область структуры ТТ, например, p- типа; 6 – сильнолегированная эмиттерная область ТТ, например, n^+- типа; 7 – сильнолегированная подконтактная область базы структуры ТТ, например, p^+- типа; 8–11 – омические контакты эмиттера Э, коллекторов $К_{1,\,2}$ и базы Б структуры ТТ, соответственно; 12, 13 – изолирующие области, например, SiO_2

Структура ТТ сделана, например, n-p-n типа со слаболегированной коллекторной областью n^-- типа проводимости, в которой ширина $d_{pn\ К\ о}$ ООЗ p-n перехода зависит от величины $N_С$. При условии $d_{pn\ К\ о} < W_К$ имеем "нормально открытый" ТТ, а при условии $d_{pn\ К\ о} \geq W_К$ имеем "нормально закрытый" ТТ. ТТ в схему включен с ОБ, для чего базовый контакт Б и один из коллекторных контактов, например, $К_2$ соединены с ОШ устройства, а другой коллекторный контакт $К_1$ и эмиттерный контакт Э через соответствующие резисторы $R_н$ и $R_Э$ соединены с соответствующими источниками постоянных напряжений $\mathcal{E}_{КК}$ и $\mathcal{E}_Э$, другие полюсы которых подключены к ОШ устройства. Вход $U_{вх}$ и выход $U_{вых}$

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

устройства через соответствующие разделительные конденсаторы C_1 и C_2 соединены с эмиттером Э и коллектором $К_1$ УПП, соответственно.

Устройство с "нормально открытым" ТТ, показанное на рис. 137, а, работает следующим образом.

В определенный момент t_o времени включают источники напряжений $\mathcal{E}_{КК}$ и $\mathcal{E}_Э$, причем полярность источника $\mathcal{E}_{КК}$ устанавливается из условия обратного смещения для коллекторного p-n перехода, а полярность источника $\mathcal{E}_Э$ устанавливается из условия прямого смещения для эмиттерного p-n перехода, чем обеспечивается нормальный режим работы ТТ. Под действием напряжения $\mathcal{E}_{КК}$ через контакты $К_{1,\,2}$ ТТ течет ток $i_{КК}(t_o) \cong \cong \mathcal{E}_{КК}/R_{КК}(t_o)$, здесь $R_{КК}(t_o)$ – сопротивление коллекторной области между контактами $К_1$ и $К_2$ ТТ в начальный момент t_o времени, и здесь не учитывается тепловой – обратный ток $I_{СВ\ o}$ насыщения через коллекторный p-n переход ТТ. Под действием напряжения $\mathcal{E}_Э$ из эмитера Э в базу ТТ инжектируются электроны ($n\cdot\Delta V$), которые через определенное время $t_{прл}$ пролета через структуру ТТ попадают в область коллектора и повышают ее проводимость $\sigma_{КК}(t_o)$, из-за чего сопротивление $R_{КК}(t_o)$ уменьшается и это приводит к увеличению тока $i_{КК}(t_o)$, чем и заканчивается установление рабочей точки ТТ – $\{I_{КК\ o},\ U_{КК\ o}\}|_{t_o}$ Таким образом, под действием постоянного напряжения $\mathcal{E}_Э$ смещения, в эмиттерной цепи ТТ устанавливается постоянный ток $I_{Э\ o} = \mathcal{E}_Э/(R_Э + R_{ЭБ\ o}) \cong \mathcal{E}_Э/R_Э$ и постоянное напряжение $U_{Э\ o} \cong \mathcal{E}_Э\cdot R_{ЭЭ\ o}/(R_Э + R_{ЭБ\ o})$ смещения эмиттера Э, здесь $R_{ЭБ\ o}$ – входное сопротивление эмиттера Э ТТ в рабочей точке. Под действием постоянного напряжения $\mathcal{E}_{КК}$, в коллекторной цепи $К_1$-$К_2$ ТТ устанавливается постоянный ток $I_{КК\ o} \cong \cong \mathcal{E}_{КК}/(R_н + R_{КК\ o})$, и постоянное напряжение $U_{КК\ o} \cong \mathcal{E}_{КК}\cdot R_{КК\ o}/(R_н + R_{КК\ o})$, здесь $R_{КК\ o}$ – сопротивление между коллекторами $К_1$ и $К_2$ в рабочей точке ТТ. При поступлении на вход $U_{вх}$ устройства, например, положительной полуволны гармонического входного сигнала $u_{вх}(t)$, эмиттерный p-n переход “прикрывается” и этим обуславливает уменьшение электронов ($n\cdot\Delta V$), поступающих в область коллектора ТТ, из-за чего уменьшается ее проводимость $\sigma_{КК}(t) < \sigma_{КК}(t_o)$, и, как следствие, увеличивается сопротивление $R_{КК}(t) > > R_{КК\ o}$, а это, в свою очередь, приводит к увеличению напряжения $u_{КК}(t) > U_{КК\ o}$. При поступлении на вход $U_{вх}$ устройства отрицательной полуволны гармонического входного сигнала $u_{вх}(t)$, эмиттерный p-n переход “приоткрывается” и этим обуславливает увеличение электронов ($n\cdot\Delta V$), поступающих в область коллектора ТТ, из-за чего увеличивается ее проводимость $\sigma_{КК}(t) > \sigma_{КК}(t_o)$, и поэтому уменьшается сопротивление $R_{КК}(t) < R_{КК\ o}$, а это, в свою очередь, приводит к уменьшению напряжения $u_{КК}(t) < U_{КК\ o}$. Таким образом, на выходе $U_{вых}$ устройства снимается выходной сигнал $u_{вых}(t)$, фаза $\varphi_{вых\ o}$ которого на низкой частоте совпадает с фазой $\varphi_{вх\ o}$ входного сигнала $u_{вх}(t)$ ($\varphi_{вых\ o} = \varphi_{вх\ o}$). Отличительной особенностью работы схемы с ТТ является то, что ограничение амплитуды $U_{o\ вых}$ выходного сигнала $u_{вых}(t)$ происходит только за счет отсечки, т. е. в рассматриваемом случае при поступлении положительной полуволны входного сигнала $u_{вх}(t)$. Поэтому в данном устройстве отсутствует эффект насыщения ТТ, что является положительным свойством предложенного ПП, т. к. нет времени задержки при выключении ТТ. Кроме того, на быстродействие ТТ не влияет барьерная емкость C_c коллекторного p-n перехода, т. к. выходной ток $i_{КК}(t)$ течет параллельно этому p-n переходу. Далее отметим, что коэффициент $K_I = I_{КК}/I_Э$ передачи-усиления постоянного тока ТТ может быть любой величины, т. к. он определяется следующим образом:

$$K_I = I_{КК}/I_Э \cong \mathcal{E}_{КК}(R_Э + R_{ЭБ})/[\mathcal{E}_Э\cdot(R_н + R_{КК})] \approx$$
$$\approx \mathcal{E}_{КК}\cdot R_Э/[\mathcal{E}_Э\cdot(R_н + R_{КК})], \qquad (159)$$

здесь последнее приближенное выражение написана при сделанном допущении, что $R_Э >> R_{ЭБ}$.

Коэффициент $K_U = U_{КК}/U_Э$ передачи-усиления постоянного напряжения ТТ может быть выраженным следующим образом:

$$K_U = U_{КК}/U_Э = I_{КК}\cdot R_{КК}/(I_Э\cdot R_{ЭБ}) \cong K_I\cdot R_{КК}/R_{ЭБ}. \quad (160)$$

Дифференциальный коэффициент $K_i = \partial I_{КК}/\partial I_Э$ передачи-усиления переменного тока ТТ через изменения $\partial I_{КК}$ и $\partial I_Э$ соответствующих токов относительно их стационарных значений $I_{КК\,o}$ и $I_{Э\,o}$ в рабочей точке ТТ может быть определен так:

$$K_i = \partial I_{КК}/\partial I_Э \cong \mathcal{E}_{КК}\cdot\partial R_{КК}\cdot[(R_Э + R_{ЭБ\,o})^2 - \partial R_{ЭБ}^2]/$$
$$/\{\mathcal{E}_Э\cdot\partial R_{ЭБ}\cdot[(R_н + R_{КК\,o})^2 - \partial R_{КК}^2]\} \approx$$
$$\approx \mathcal{E}_{КК}\cdot R_Э^2\cdot\partial R_{КК}/[\mathcal{E}_Э\cdot(R_н + R_{КК\,o})^2\cdot\partial R_{ЭБ}], \quad (161)$$

здесь последнее приближенное выражение написана при сделанных допущений, что $R_Э >> R_{ЭБ\,o} >> \partial R_{ЭБ}^2$ и $(R_н + R_{КК\,o})^2 >> \partial R_{КК}^2$, здесь $\partial R_{ЭБ}$ и $\partial R_{КК}$ – изменения соответствующих сопротивлений ТТ относительно их стационарных значений $R_{ЭБ\,o}$ и $R_{КК\,o}$ в рабочей точке ТТ.

Аналогично находим дифференциальный коэффициент $K_u = \partial U_{КК}/\partial U_Э$ передачи-усиления переменного напряжения $u_{вых}(t)$ ТТ, который может быть определен следующим образом:

$$K_u = \partial U_{КК}/\partial U_Э \cong \partial U_{КК}/\partial U_{вх}, \quad (162)$$

здесь изменение $\partial U_{КК}$ может быть определено следующим образом:

$$\partial U_{КК} \cong 2\cdot\mathcal{E}_{КК}\cdot R_н\cdot\partial R_{КК}/[(R_н + R_{ККo})^2 - \partial R_{КК}^2] \approx$$
$$\approx 2\cdot\mathcal{E}_{КК}\cdot R_н\cdot\partial R_{КК}/(R_н + R_{КК\,o})^2, \quad (163)$$

здесь последнее приближенное выражение написана при сделанном допущений, что $(R_н + R_{КК\,o})^2 >> \partial R_{КК}^2$.

Для определения величины $\partial U_Э \cong \partial U_{вх}$ используемся известным соотношением между изменениями тока $\partial I_Э$ и напряжения $\partial U_Э$ на открытом эмиттерном p-n переходе:

$$\partial U_Э/\partial I_Э \cong h^*_{21\,В\,o}\cdot\varphi_Т/I_{Э\,o}, \quad (164)$$

здесь: $h^*_{21\,В\,o}$ – коэффициент передачи постоянного тока $I_{Э\,o}$ эмиттера ТТ при условии закороченной цепи коллектор-база; $\varphi_Т = k\cdot T/q$ – температурный потенциал, здесь: k – коэффициент Больцмана; T – температура в Кельвинах; q – элементарный заряд.

Из (164) и с использованием уже приведенными выражениями получаем:

$$\partial U_Э \cong 2\cdot h^*_{21\,В\,o}\cdot\varphi_Т\cdot\mathcal{E}_Э\cdot\partial R_{ЭБ}/\{I_{Э\,o}\cdot[(R_Э + R_{ЭБ\,o})^2 - \partial R_{ЭБ}^2]\} \approx$$
$$\approx 2\cdot\varphi_Т\cdot h^*_{21\,В\,o}\cdot\partial R_{ЭБ}/R_Э, \quad (165)$$

здесь последнее приближенное выражение написана при сделанных допущений, что $(R_Э + R_{ЭБ\,o})^2 >> \partial R_{ЭБ}^2$ и $R_Э >> R_{ЭБ\,o}$.

Из (162)–(165) находим:

$$K_u \approx \mathcal{E}_{КК}\cdot R_н\cdot R_Э\cdot\partial R_{КК}/[\varphi_Т\cdot h^*_{21\,В\,o}\cdot(R_н + R_{КК\,o})^2\cdot\partial R_{ЭБ}]. \quad (166)$$

Из выражений (161) и (166) получаем выражение для дифференциального коэффициента K_p усиления мощности $P_{вх\sim}$ переменного сигнала при помощи ТТ:

$$K_p = K_i\cdot K_u \approx \mathcal{E}_{КК}^2\cdot R_Э^3\cdot\partial R_{КК}^2/[\mathcal{E}_Э\cdot\varphi_Т\cdot h^*_{21\,В\,o}\cdot(R_н + R_{КК\,o})^4\cdot\partial R_{ЭБ}^2]. \quad (167)$$

На рис. 138, а, б, представлены типичные ВАХ "нормально открытого" ТТ и в позиции (в) показана типичная зависимость коэффициента K_u от величины сопротивления $R_н$, рассчитанная по формуле (166) при следующих параметрах ТТ: $\mathcal{E}_{КК}$ = 10 В, $R_Э$ = 10 кОм, $h^*_{21\,В\,o}$ = 0,9, $\varphi_Т$ = 0,026 В, $R_{КК\,o}$ = 1 кОм, $\partial R_{КК}/\partial R_{ЭБ}$ = 1.

Из рис. 138, а, б, видно, что входная ВАХ "нормально открытого" ТТ практически не отличается от входной ВАХ БТ в схеме с ОБ, причем разница заключается только в том, что у ТТ не наблюдается зависимости входной ВАХ от напряжения $U_{КК}$, в то время как у БТ эта зависимость наблюдается, а именно, с увеличением $U_{КБ}$ кривая входной ВАХ смещается в сторону оси $I_Э$ из-за эффекта Эрли (рис. 18). Совершено другую ситуацию имеем с выходной ВАХ "нормально открытого" ТТ, т. к. она по существу отличается от выходной ВАХ БТ в схеме с ОБ.

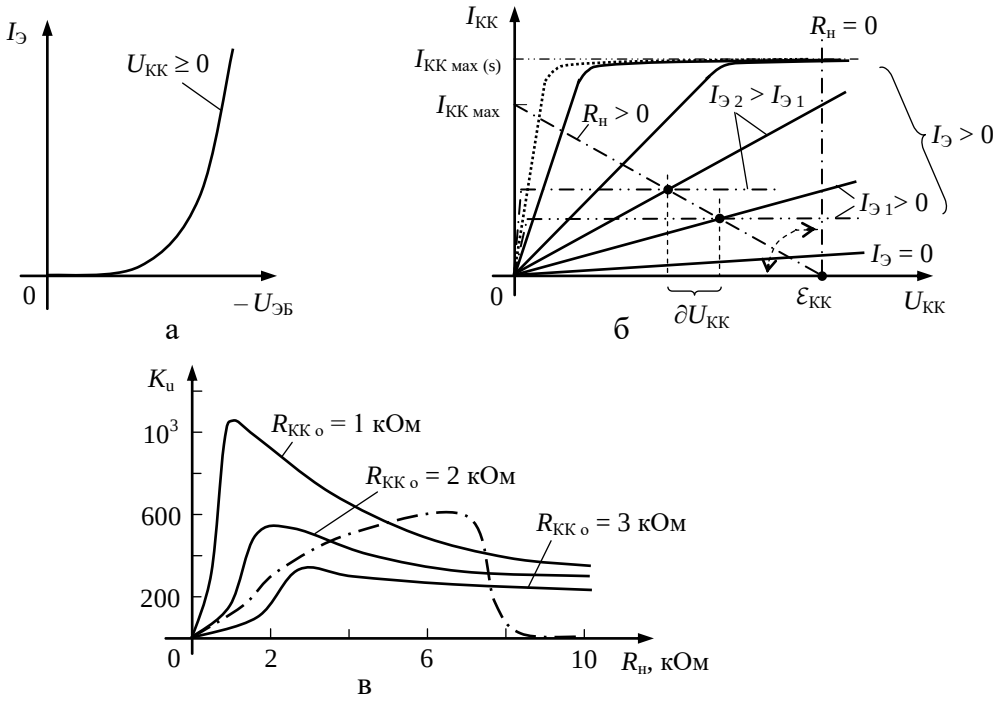
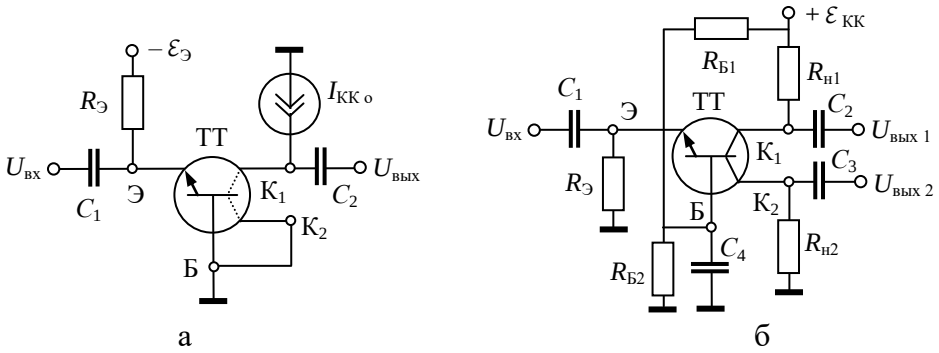


Рис. 138. Типичные ВАХ – входная (а) и выходная (б) "нормально открытого" ТТ и зависимость $K_u(R_н)$, рассчитанная по формуле (166)

Из рис. 138, б, видно, что ветви $I_{КК}$ ($U_{КК}$), при $I_Э$ = const, выходных ВАХ ТТ соответствуют ВАХ резистора, а именно $R_{КК}$, величина которого имеет обратную зависимость от $I_Э$. В области сравнительно больших токов $I_{КК\ мах}$ имеется насыщение величины тока $I_{КК} \leq I_{КК\ мах\ (s)}$ – максимальный ток насыщения ТТ, обусловленный эффектом перекрытия коллекторной области ТТ, расширяющейся ООЗ коллекторного p-n перехода в n^-- области коллектора (рис. 137, а). Этот эффект аналогичен эффекту перекрытия канала ПТ ООЗ p-n перехода затвора З, из-за протекающего тока $I_С$ стока, что на рис. 137, а, показано штрихпунктирной линией в коллекторной n^-- области ТТ. Отсюда следует другой возможный режим работы ТТ, отличающийся тем, что изначально, при $I_Э = 0$, вся коллекторная n^-- область ТТ перекрыта ООЗ его p-n перехода, и этот режим работы "нормально закрытого" ТТ будет рассмотрен позже.

Усилительные свойства "нормально открытого" ТТ в рассматриваемой схеме его включения (рис. 137, а) иллюстрируется рассчитанными по формуле (166) зависимостями коэффициента K_u ($R_н$), представленными на рис. 138, в, из которых видно, что эта зависимость имеет ярко выраженный максимум $K_{u\ мах}$ ($R_н$) при $R_н \cong R_{КК\ о}$. Наличие $K_{u\ мах}$ ($R_{КК\ о}$) следует из графического анализа зависимости $\partial U_{КК}$ ($R_н$), определение которого показана на рис. 138, б, откуда видно, что, с изменением $R_н \geq 0$, линия нагрузки, показанная штрихпунктирной линией, поворачивается напротив “часовой стрелке” вокруг точки $\mathcal{E}_{КК}$, и при этом величина $\partial U_{КК}$ увеличивается от значения 0 до $\partial U_{КК\ мах}$, при повороте нагрузочной линии $R_н$ на угол $\approx 45^o$, и далее монотонно уменьшаясь стремится до значения 0, при $R_н \Rightarrow \infty$. Далее необходимо отметит, что имеется возможность достижения значительно больших значений $K_{u\ мах}$ для "нормально закрытого" ТТ. В случае работы "нормально закрытого" ТТ в режиме изначально перекрытия коллекторной n^-- области ООЗ его p-n перехода, зависимость $K_u(R_н)$ тоже имеет максимум $K_{u\ мах}$, однако с более пологим увеличением и резким уменьшением, например так, как это показано на рис. 138, в, штрихпунктирной кривой. Этот режим работы "нормально закрытого" ТТ указывает на возможность получения хороших усилительных свойств и в устройстве с применением источника постоянного тока $I_{КК\ о}$ в качестве источника питания вместо $\mathcal{E}_{КК}$ так, как это показано в другом варианте усилительного устройства с применением

"нормально закрытого" ТТ на рис. 139, а.



а б

Рис. 139. Другой вариант усилительного устройства с "нормально закрытым" ТТ и с источником постоянного тока $I_{КК\,о}$ питания (а), и вариант с "нормально открытым" ТТ, и одним источником напряжения $\mathcal{E}_{КК}$ питания, и двумя выходами $U_{вых\,1,\,2}$ (б)

Из рис. 139, а, видно, что через цепь $К_1$-$К_2$ "нормально закрытого" ТТ течет заданный постоянный ток $I_{КК\,о}$, величина которого не зависит от тока $I_{Э\,о} \cong \mathcal{E}_Э / R_Э$ смещения эмиттера Э УПП. Поэтому постоянное напряжение $U_{КК\,о} \cong I_{КК\,о} \cdot R_{КК\,о}\,(I_{Э\,о})$, здесь величина $R_{КК\,о}$ является функцией от $I_{Э\,о}$. При поступлении на вход $U_{вх}$ устройства, например, положительной полуволны гармонического входного сигнала $u_{вх}\,(t)$, эмиттерный p-n переход “прикрывается” и этим обуславливает уменьшение электронов $(n \cdot \Delta V)$, поступающих в n^-- область коллектора ТТ, из-за чего уменьшается ее проводимость $\sigma_{КК}\,(t) < \sigma_{КК}\,(t_o)$, и, как следствие, увеличивается сопротивление $R_{КК}\,(t) > R_{КК\,о}$, а это в свою очередь приводит к увеличению напряжения $u_{КК}\,(t) > U_{КК\,о}$. При поступлении на вход $U_{вх}$ устройства отрицательной полуволны гармонического входного сигнала $u_{вх}\,(t)$, эмиттерный p-n переход “приоткрывается” и этим обуславливает увеличение электронов $(n \cdot \Delta V)$, поступающих в n^-- область коллектора ТТ, из-за чего увеличивается ее проводимость $\sigma_{КК}\,(t) > \sigma_{КК}\,(t_o)$, и поэтому уменьшается сопротивление $R_{КК}\,(t) < R_{КК\,о}$, а это, в свою очередь, приводит к уменьшению напряжения $u_{КК}\,(t) < U_{КК\,о}$. Таким образом, на выходе $U_{вых}$ устройства снимается выходной сигнал $u_{вых}\,(t)$, фаза $\varphi_{вых\,о}$ которого совпадает с фазой $\varphi_{вх\,о}$ входного сигнала $u_{вх}\,(t) - \varphi_{вых\,о} = \varphi_{вх\,о}$.

Дифференциальный коэффициент $K^*_u = \partial U_{КК} / \partial U_Э$ передачи-усиления переменного напряжения $u_{вых}\,(t)$ "нормально закрытого" ТТ в случае устройства с источником постоянного тока $I_{КК\,о}$ вместо $\mathcal{E}_{КК}$, может быть определен следующим образом:

$$K^*_u = \partial U_{КК} / \partial U_Э \cong \partial U_{КК} / \partial U_{вх}, \qquad (168)$$

здесь изменение $\partial U_{КК}$ может быть определено следующим образом:

$$\partial U_{КК} \cong 2 \cdot I_{КК\,о} \cdot \partial R_{КК},$$

и с учетом выражения (165) получаем:

$$K^*_u \approx I_{КК\,о} \cdot R_Э \cdot \partial R_{КК} / (\varphi_Т \cdot h^*_{21\,В\,о} \cdot \partial R_{ЭБ}). \qquad (169)$$

Из (169), при: $I_{КК\,о} = \mathcal{E}_{КК} / R_{КК\,о} = 10$ В/1 кОм = 1 мА; $R_Э = 10$ кОм; $\varphi_Т = 0{,}026$ В; $h^*_{21\,В\,о} = 0{,}9$ и $\partial R_{КК} / \partial R_{ЭБ} = 1$, получаем $K^*_u \cong 43$, что существенно меньше при тех же условиях в устройстве с источником постоянного напряжения $\mathcal{E}_{КК}$ питания. Здесь отметим, что величина K^*_u прямо пропорциональна току $I_{КК\,о}$ (169), и поэтому с увеличением этого тока до приемлемых значений, например, 10 мА и более, величина K^*_u возрастает до 430 и более, что уже значительно больше для БТ в схеме с ОБ.

Далее отметим, что усилитель на ТТ может бить реализован и с одним источником напряжения $\mathcal{E}_{КК}$ питания и двумя выходами $U_{вых\,1,\,2}$ так, как это показано на рис. 139, б, откуда видно, что в данном случае смещение эмиттерного p-n перехода ТТ осуществляется при помощи к источнику $\mathcal{E}_{КК}$ подключенной резисторной цепочки

$R_{Б1}$-$R_{Б2}$, которая выполняет функцию делителя напряжения $\mathcal{E}_{КК}$, и при этом на базе Б устанавливает напряжение $U_Б \cong \mathcal{E}_{КК} \cdot R_{Б2} / (R_{Б1} + R_{Б2})$. При этом эмиттер Э ТТ через резистор $R_Э$ соединен с ОШ устройства и через разделительный конденсатор C_1 – с входом $U_{вх}$ устройства, а резистор $R_{Б2}$ шунтирован конденсатором C_4, для исключения отрицательной обратной связи. Усилительное устройство на ТТ (рис. 139, б) работает аналогично, показанному на рис. 137, а, причем фазы $\varphi_{вых\ 1,\ 2}$ выходных сигналов $u_{вых\ 1,\ 2}(t)$ противоположны, а амплитуды $U_{о\ вых\ 1,\ 2}$, при $R_{н\ 1} = R_{н\ 2}$, одинаковые.

Далее отметим, что на разнополярных ТТ может бить реализован двухтактный усилитель с двумя источниками напряжения $\pm \mathcal{E}_{КК\ 1,\ 2}$ питания так, как это показано на рис. 140.

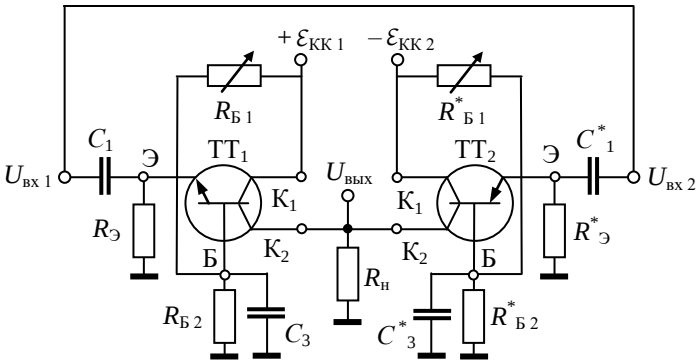


Рис. 140. Принципиальная схема реализации двухтактного усилителя на основе двух разнополярных $ТТ_{1,\ 2}$, с применением двух разнополярных источников напряжения $\pm\mathcal{E}_{КК\ 1,\ 2}$ питания

Из рис. 140 видно, что эта схема соответствует основной схеме, приведенной на рис. 139, б, с по другому включенном резистором $R_н$ нагрузки, который в схеме на рис. 140 включен между соединенными коллекторами $К_2$ обеих $ТТ_{1,\ 2}$ и ОШ устройства. При этом коллекторы $К_1$ обеих $ТТ_{1,\ 2}$ соединены с соответствующими источниками напряжений $\pm\ \mathcal{E}_{КК\ 1,\ 2}$ питания. Усилители на $ТТ_{1,\ 2}$ работают так же, как и усилитель, показанный на рис. 139, б, с определенной разницей в установке рабочих точек, а именно, рабочие точки $ТТ_{1,\ 2}$ при помощи потенциометров $R_{Б\ 1}$ и $R^*_{Б\ 1}$ устанавливаются в близи точки отсечки, что обеспечивает получения минимальных искажений выходного сигнала $u_{вых}(t)$ на выходе $U_{вых}$ устройства. При этом входной сигнал $u_{вх}(t)$ подаваться на оба входа $U_{вх\ 1,\ 2}$ одновременно относительно ОШ устройства, для чего эти входы $U_{вх\ 1,\ 2}$ соединены между собой.

Наличие хороших усилительных свойств ТТ позволяет на его основе построит различные схемы генераторов сигналов – как импульсных, так и гармонических, принципиальные схемы которых показаны на рис. 141.

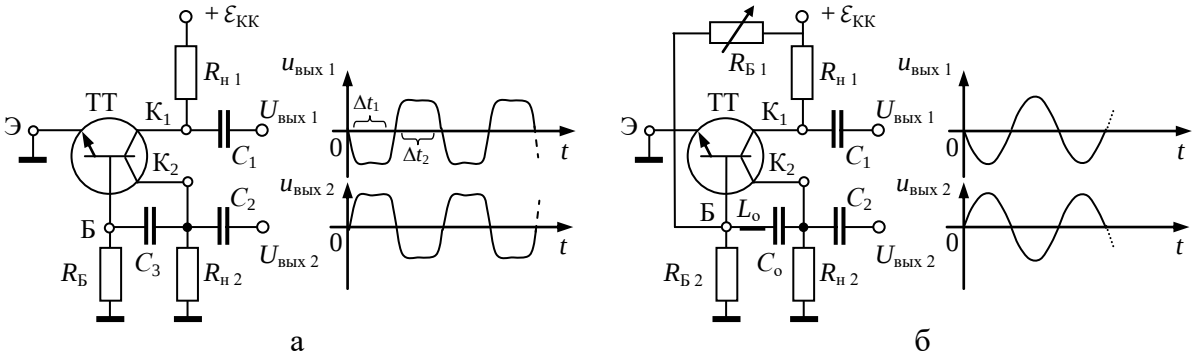


Рис. 141. Принципиальные схемы генераторов сигналов на основе ТТ:
а – импульсных сигналов; б – гармонических сигналов

Из рис. 141 видно, что обе схемы генераторов построены с одним источником напряжения $\mathcal{E}_{КК}$ питания, который через резистор $R_{н\,1}$ нагрузки соединен с коллектором $К_1$ ТТ, другой коллектор $К_2$ которого через второй резистор $R_{н\,2}$ нагрузки подключен к ОШ устройства, причем коллекторы $К_1$ и $К_2$ через соответствующие разделительные конденсаторы $C_{1,\,2}$ соединены с соответствующими выходами $U_{вых\,1,\,2}$ устройства, а второй полюс источника $\mathcal{E}_{КК}$ питания и эмиттер Э ТТ подключены к ОШ устройства. В генераторе, показанном на рис. 141, а, база Б ТТ через резистор $R_Б$ соединена с ОШ устройства и через конденсатор $С_3$ обратной положительной связи – с коллектором $К_2$, а в генераторе, показанном на рис. 141, б, база Б ТТ через резистор $R_{Б\,2}$ смещения соединена с ОШ устройства, и через резистор $R_{Б\,1}$ – с источником напряжения $\mathcal{E}_{КК}$ питания, а также база Б ТТ через последовательный резонансный $L_оC_о$- контур обратной положительной связи подключена к коллектору $К_2$ ТТ.

Устройство, показанное на рис. 141, а, работает следующим образом.

В определенный момент $t_о = 0$ времени включается источник напряжения $\mathcal{E}_{КК}$ питания и, в случае работы "нормально открытого" ТТ в режиме без перекрытия коллекторной n^-- области ООЗ его p-n перехода, начинается процесс возрастания тока $i_{КК}(t) > 0$. При этом в резисторе $R_{н\,2}$ происходит увеличение напряжения $u_{Rн\,2}(t) = i_{КК}(t)\cdot R_{н\,2} > 0$ с положительной полярностью, и этот скачек напряжения $\Delta u_{Rн\,2} > 0$ через разделительный конденсатор C_3 воздействует на базу Б, и приоткрывает изначально “закрытого” ТТ. Поэтому ток $i_{КК}(t) > 0$ еще больше увеличивается и этим обеспечивается положительная обратная связь, что приводит к резкому возрастанию тока $i_{КК}(t)$ до максимального значения $I_{КК\,мах} \cong \mathcal{E}_{КК}/(R_{н\,1} + R_{н\,2})$. Таким образом, в начальный момент $t_о$ времени ТТ из “закрытого” состояния резко переключается в “открытое” состояние и этим формируется фронт $t_г$ ВИ с положительной полярностью, и с амплитудой $U_{о\ вых\ 2} \cong I_{КК\,мах}\cdot R_{н\,2}$ на выходе $U_{вых\,2}$, и с отрицательной полярностью, и с амплитудой $U_{о\ вых\ 1} \cong I_{КК\,мах}\cdot R_{н\,1}$ на выходе $U_{вых\,1}$. Далее, спустя определенное время Δt_1 ток $i_{КК}(t)$ начинает уменьшаться, т. к. ТТ не имеет постоянного смещения, из-за чего происходит уменьшение напряжения $u_{н\,2}(t) \Rightarrow 0$, и этот скачек напряжения $\Delta u_{н\,2} < 0$ с отрицательной полярностью через разделительный конденсатор C_3 воздействует на базу Б ТТ, и прикрывает изначально “открытого” ТТ. Поэтому уменьшается ток $i_{КК}(t) \Rightarrow 0$ и этим обеспечивается положительная обратная связь, что приводит к резкому уменьшению тока $i_{КК}(t)$ до минимального значения $I_{КК\,min} \cong \mathcal{E}_{КК}/(R_{н\,1} + R_{н\,2} + R_{КК\,о})$. Таким образом, в момент $t_1 = \Delta t_1$ времени ТТ из “открытого” состояния резко переключается в “закрытое” состояние и этим формируется спад t_f ВИ с отрицательной полярностью и с амплитудой $U_{о\ вых\ 2} \cong I_{КК\,min}\cdot R_{н\,2}$ на выходе $U_{вых\,2}$, и с положительной полярностью, и с амплитудой $U_{о\ вых\ 1} \cong I_{КК\,min}\cdot R_{н\,1}$ на выходе $U_{вых\,1}$. Далее, спустя определенное время Δt_2 ток $i_{КК}(t) > 0$ начинает увеличиваться и уже описанные процессы повторяются, а на выходах $U_{вых\,1,\,2}$ устройства снимаются разнополярные выходные импульсные сигналы $u_{вых\,1,\,2}(t)$ с периодом повторения $T \cong \Delta t_1 + \Delta t_2$. Здесь отметим, что в общем случае $\Delta t_1 \neq \Delta t_2$ и Δt_1 зависит от соотношения $I_{КК\,мах}/I_{КК\,мах\,(s)}$.

Устройство, показанное на рис. 141, б, работает аналогично схеме, показанной на рис. 141, а, с той лишь разницей, что в этом случае положительная обратная связь работает в узком диапазоне частот, определяемом последовательным резонансным $L_оC_о$- контуром с резонансной частотой $f_{вых\ о} = 1/[2\cdot\pi\cdot(L_о\cdot C_о)^{1/2}]$ – частота выходных гармонических сигналов $u_{вых\,1,\,2}(t)$ с противоположными фазами ($\varphi_1 - \varphi_2 = \pm 180^о \equiv \pm\pi$ рад), причем соответствие сигналов $u_{вых\,1,\,2}(t)$ к гармоническому закону достигается подбором рабочей точки ТТ при помощи потенциометра $R_{Б\,1}$.

На рис. 137, г, показан продольной разрез планарной конструкции структуры ТТ, из которой видно, что отличительной особенностью предложенного ТТ от структуры БТ кроется в конструкции коллекторной области 2, которая сделана с двумя коллекторными контактами $К_1$ (9) и $К_2$ (10), расположенными между активной части прибора –

эмиттерной n^+- области 6 (Э) и базовой p- области 5 (Б). Сильнолегированные подконтактные n^+- области 3 и 4 коллекторов $К_{1,\ 2}$ сделаны углубленными до слаболегированной n^-- области 2. Далее, с целью повышения эффективности управления величиной сопротивления $R_{КК}$ коллекторной области 2, эта слаболегированная n^-- область 2 помещена между изолирующими областями 12 и 13 так, как это показано на рис. 137, д, где представлен поперечный разрез активной области планарной конструкции структуры ТТ. Изолирующие области 12 и 13 могут быть сделаны, например, путем вытравки глубоких канавок до подложки 1, с дальнейшим их заполнением, например, SiO_2, или сделаны глубокими областями p- типа проводимости, соответствующими типу проводимости базы ТТ. Также из рис. 137, г, видно, что ТТ может иметь два базовых выводов $Б_1$ (11) и $Б_2$ (11^*), что указывает на возможность его использования в качестве СМ, а это существенно расширяет функциональные свойства ПП. Такой ПП обозначается графическим символом, показанном на рис. 137, б, в, с двумя выводами баз $Б_1$ и $Б_2$.

На рис. 141а, а, показана принципиальная схема формирователя импульсов (ФИ) на основе ТТ и временные диаграммы выходных сигналов $u_{\text{вых }1,\ 2}(t)$ (рис. 141а, б), поясняющие принцип его работы в качестве СМ, а на рис. 141а, в, показана принципиальная схема модулятора-преобразователя частот (МПЧ) на основе ТТ, работающего по принципу БТ и СМ.

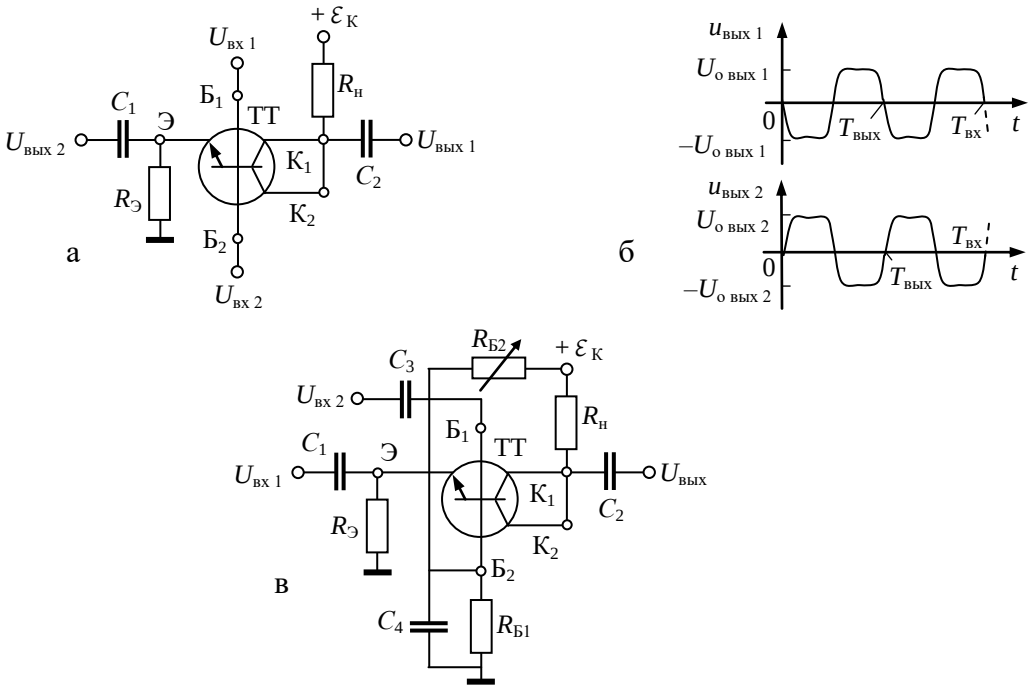


Рис. 141а. Формирователь импульсов на основе ТТ (а) и временные диаграммы выходных сигналов $u_{вых\ 1,\ 2}(t)$ (б), поясняющие принцип его работы в качестве СМ, и принципиальная схема модулятора-преобразователя частот на основе ТТ, работающего по принципу БТ и СМ

В схеме ФИ (рис. 141а, а) использованы оба отдельные базовые выводы $Б_{1,\ 2}$ в планарной структуре ТТ (рис. 137, г, д), которые являются дифференциальным входом $\Delta\ U_{вх} = u_{вх\ 1}(t) - u_{вх\ 2}(t)$ ФИ. При этом ФИ работает аналогично схеме, показанной на рис. 95, а, а именно по принципу работы СМ – путем смыкания ООЗ p-n переходов эмиттера-базы и коллектора-базы ТТ. Поэтому частота $f_{вых\ 1,\ 2} = 1/T_{вых\ 1,\ 2}$ выходных импульсов $u_{\text{вых }1,\ 2}(t)$ получается в два раза больше частоты $f_{вх} = 1/T_{вх}$ входного сигнала $u_{вх}(t)$: $f_{вых\ 1,\ 2} = 2 \cdot f_{вх}$, $T_{вых\ 1,\ 2} = T_{вх}/2$, а амплитуда $U_{о\ вых} \cong \mathcal{E}_К/2$.

В схеме МПЧ (рис. 141а, в) тоже использованы оба отдельные базовые выводы $Б_{1,\ 2}$ в планарной структуре ТТ (рис. 137, г, д), но в данном случае амплитуда $U_{о\ вх\ 2}$ модулирующего сигнала $u_{вх\ 2}(t)$ ограничена неравенством $U_{о\ вх\ 2} < U_{ВВ\ s}$ – напряжение

смыкания ООЗ p-n переходов эмиттера-базы и коллектора-базы ТТ. Поэтому на выходе $U_{вых}$ МПЧ имеем выходной сигнал $u_{вых}(t)$ с амплитудой $U_{о\ вых}(t) \cong U_{о\ вх\ 1} \cdot h_{21\ b}(u_{вх\ 2}(t))$, здесь: $U_{о\ вх\ 1}$ – амплитуда модулируемого входного сигнала $u_{вх\ 1}(t)$; $h_{21\ b}(u_{вх\ 2}(t))$ – коэффициент передачи тока $i_E(t)$ эмиттера Э ТТ в схеме с ОБ, зависящий от модулирующего напряжения $u_{вх\ 2}(t)$ на входе $U_{вх\ 2}$. При этом выходной сигнал $u_{вых}(t)$ имеет комбинационный частотный спектр: $f_{вых\ k} = n \cdot f_{вх\ 1} \pm m \cdot f_{вх\ 2}$, здесь n, m = 0, 1, 2,… Далее, в схеме МПЧ (рис. 141а, в) вместо резистора $R_н$ нагрузки можно включить резонансный параллельный *LC*- контур, и при этом реализуется модулятор амплитуды $U_{о\ вх\ 1}$ несущего сигнала $u_{вх\ 1}(t)$ на входе $U_{вх\ 1}$, входным модулирующим сигналом $u_{вх\ 2}(t)$ на входе $U_{вх\ 2}$. При этом частота $f_{вх\ 1} \cong 1/[2 \cdot \pi \cdot (L \cdot C)^{1/2}]$ – соответствует резонансной частоте *LC*- контура.

Предложенная структура ТТ, показанная на рис. 137, г, д, может быть изготовлена, например, из кремния (Si), технологическими операциями по кремневой планарной технологии, например, в следующей последовательности: 1- на поверхность диэлектрической подложки 1, имеющей хорошее теплопроводность, например, сапфире, наносятся слаболегированный эпитаксиальный слой 2, например, n^-- типа проводимости; 2- далее, например, методом диффузии или имплантации в эпитаксиальном слое 2 формируется слой 5, например, умеренного легирования p- типа проводимости и расположенный от подложки 1 на расстояние $W_K > d_{pn\ max}$ – максимальная толщина ООЗ в слое 2 коллекторного p-n перехода 2-5, при реализации "нормально открытый" ТТ, или $W_K \le d_{pn\ max}$ в случае работы ТТ в режиме изначального перекрытия коллекторной области 2 ООЗ его p-n перехода 2-5, при реализации "нормально закрытый" ТТ, и одновременно делаются изолирующие области 12 и 13 p- типа, погруженные до подложки 1; 3- далее, например, методом диффузии или имплантации формируются подконтактные сильнолегированные области 3 и 4 коллекторных контактов $К_1$ (9) и $К_2$ (10), соответственно, и между ними в базовой области 5 формируется эмиттерная область 6, например, n^+- типа проводимости, причем область 6 не доходит до слоя 2 на расстоянии $W_B \le L_{d\ (B)}$ – диффузионная длина ННЗ в базовой области 5, а области 3 и 4 доходит до слоя 2 и частично погружены в нем; 4- далее, например, методом диффузии или имплантации формируются подконтактные сильнолегированные области 7 базовых контактов Б (11), например, p^+- типа проводимости, расположенные между областями 3 и 6 с одной стороны, и между областями 4 и 6 с другой стороны; 5- процесс изготовления ТТ завершается формированием, например, вакуумным напылением металла, например, Al, омических контактов 7–10 к соответствующим областям 11, 6, 3 и 4.

В заключении отметим, что тетродный транзистор (Э, $К_{1,\ 2}$, Б) можно назвать *т-транзистором* или *тетродином*, а также *пентодным транзистором* (Э, $К_{1,\ 2}$, $Б_{1,\ 2}$) или *пентодином*.

5.23. Магнитоуправляемый коммутатор на СМ

Хорошие коммутационные свойства СМ позволяют эффективно использовать этот ПП в различных гальванически развязанных устройствах автоматики и управления.

Элементарная схема магнитоуправляемого коммутатора на СМ показана на рис. 142. откуда видно, что магнитное управление СМ достигается путем включения индуктивной катушки L в его базовую цепь: $Б_1$-$Б_2$. Под воздействием переменного во времени магнитного поля – индукции $\boldsymbol{B}(t)$, в индуктивной катушке L индуцируется напряжение $\mathcal{E}_и$ магнитной индукции, под действием которой в базовой цепи СМ течет ток $i_{BB}(t)$, величина которого определяется согласно закону электромагнитной индукции Фарадея следующим выражением:

$$i_{BB}(t) \cong \mathcal{E}_и(t)/(R_{BB} + R_{Б1} + R_{Б2}) \cong (N \cdot |\mathrm{d}\,\Phi_B(t)/\mathrm{d}\,t|)/(R_{BB} + R_{Б1} + R_{Б2}), \quad (170)$$

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

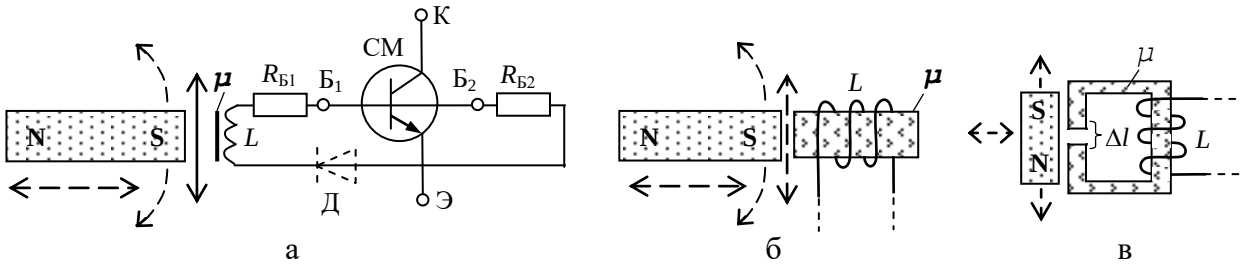


Рис. 142. Принципиальная схема магнитоуправляемого коммутатора на СМ (а) и пример повышения чувствительности управления при помаши применения магнитопровода μ с катушкой индуктивности L (б, в)

здесь: N – число витков в катушке L индуктивности; $\Phi_{\text{В}}$ – магнитный поток через один виток, величина которого может определяться как скалярное произведение вектора магнитной индукции $\boldsymbol{B}\,(t)$ на вектор площади $\Delta\,\boldsymbol{S}$ одного витка, что может быть записано следующим образом:

$$\Phi_{\text{В}}\,(t) = (\boldsymbol{B}\,(t)\cdot\Delta\,\boldsymbol{S}) = B\,(t)\cdot\Delta\,S\cdot\cos\alpha\,(t), \qquad (171)$$

здесь α – угол между вектором магнитной индукции $\boldsymbol{B}\,(t)$ и нормалью к плоскости площади $\Delta\,S$.

Если катушка L индуктивности помещена в магнитную среду с абсолютной магнитной проницаемостью $\boldsymbol{\mu}$, например, имеет сердечник из магнитного материала с $|\boldsymbol{\mu}| > 1$ – ферромагнетик, то в таком случае в выражении (171) магнитная индукция $\boldsymbol{B}\,(t)$ заменяется напряжённостью $\boldsymbol{H} = \boldsymbol{B}/(\mu_{\text{o}}\cdot\boldsymbol{\mu})$ магнитного поля в веществе, здесь μ_{o} магнитная постоянная (магнитная проницаемость вакуума), и в этом случае имеем:

$$\Phi_{\text{В}}\,(t) = \mu_{\text{o}}\cdot\boldsymbol{\mu}\cdot(\boldsymbol{H}\,(t)\cdot\Delta\,\boldsymbol{S}) = \mu_{\text{o}}\cdot\mu\cdot H\,(t)\cdot\Delta\,S\cdot\cos\alpha\,(t), \qquad (172)$$

и из (170) и (172) получаем выражение для определения величины тока $i_{\text{ВВ}}\,(t)$ в базе СМ:

$$i_{\text{ВВ}}\,(t) \cong (\mu_{\text{o}}\cdot\mu\cdot N\cdot\Delta\,S\cdot|\text{d}\,H\,(t)\cdot\cos\alpha\,(t)/\text{d}\,t\,|)/(R_{\text{ВВ}} + R_{\text{Б1}} + R_{\text{Б2}}). \qquad (173)$$

При условии, что $|i_{\text{ВВ}}\,(t)| \geq I_{\text{ВВ s}}$, происходит смыкание p-n переходов СМ и сопротивление $R_{\text{КЭ}}$ между выводами коллектора К и эмиттера Э с большого значения – сотни кОм и более, уменьшается до низкого значения – несколько Ом и менее. Значение тока $I_{\text{ВВ s}}$ (91) может быть установлена достаточно малой величины – в несколько мкА и менее, что обеспечивает хорошую чувствительность магнитного управления коммутирующего устройства на СМ. Кроме того, предложенный магнитоуправляемый коммутатор на СМ отличается большим быстродействием, ограничиваемым только длительностью переходных процессов в базовой цепи СМ, которая в свою очередь определяется постоянной времени $\tau = L^{*}/(R_{\text{ВВ}} + R_{\text{Б1}} + R_{\text{Б2}})$, здесь L^{*} – эффективная индуктивность системы катушки L. Далее отметим, что получение переменного $\Phi_{\text{В}}\,(t)$ может быть реализовано различными методами, например, так, как это показано на рис. 142, б, в, где постоянный магнит S-N, например своим полюсом S вибрирует поступательным движением в направлении и от катушки L, или поперек ее “вверх-вниз”, или совершает круговые колебания около расположения катушки L, что на рис. 142, б, в, показано соответствующими стрелками. Для еще более эффективного управления магнитным потоком $\Phi_{\text{В}}\,(t)$ в катушке L, она помещается в соответствующий магнитопровод $\boldsymbol{\mu}$, который имеет магнитный зазор Δl для возбуждения $\Phi_{\text{В}}\,(t)$ (рис. 142, в).

Возможность управления СМ через два входа – $Б_1$ и $Б_2$ позволяет строит различные электронные устройства синхронизации колеблющихся-вращающихся механических систем так, как это показано на рис. 143.

Из рис. 143 видно, что в данном устройстве используется компараторные свойства СМ, когда коммутация контактов К-Э происходит только в том случае, если в

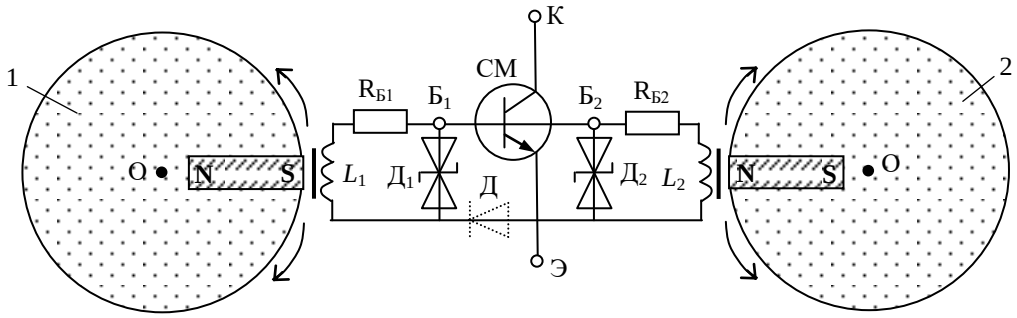


Рис. 143. Вариант применения магнитоуправляемого коммутатора на СМ в качестве устройства синхронизации колеблющихся-вращающихся механических систем 1 и 2

индуктивных катушках $L_{1,\,2}$, включенных последовательно в базовую цепь $Б_1$-$Б_2$ СМ, под действием постоянных магнитов N-S, вмонтированных в колеблющихся-вращающихся механических системах 1 и 2, соответственно, индуцируются напряжения $\mathcal{E}_{и\,1,\,2}$ магнитной индукции, соответственно, под действием которых в базовой цепи $Б_1$-$Б_2$ СМ течет ток $i_{ВВ}\,(t) \geq I_{ВВ\,s}$. Для нормального функционирования устройства необходимо обеспечит режим работы, при котором индуцированное напряжение $\mathcal{E}_{и\,1,\,2}$ от одного постоянного магнита N-S была бы недостаточна для включения СМ. Однако напряжением $\mathcal{E}_{и\,1,\,2}$ индуцированный соответствующий ток $i_{ВВ\,1,\,2}\,(t)$ (173) зависит от скорости движения механических систем 1 и 2, и поэтому выше сформулированное условие может не выполняться. Поэтому индуктивные катушки $L_{1,\,2}$ шунтируются соответствующими двухсторонними (или двуханодными) стабилитронами $Д_{1,\,2}$, соответственно, напряжения $U_{ст\,1,\,2}$ стабилизации которых выбираются из условия: $|\mathcal{E}_{и\,1,\,2}| + (I_{ВВ\,s}{\cdot}R_{Б1,\,Б2}) \leq U_{ст\,1,\,2} \leq |\mathcal{E}_{и\,1,\,2}| + 1{,}5{\cdot}(I_{ВВ\,s}{\cdot}R_{Б1,\,Б2})$. Здесь отметим, что полярность индуцируемых напряжений $\pm\,\mathcal{E}_{и\,1,\,2}$ зависит от направления движения механических систем 1 и 2, и поэтому это позволяет синхронизировать движение механических систем 1 и 2 в необходимом направлении, что дополнительно расширяет функциональные возможности устройства. Диод Д, показанный на рис. 143 штриховой линией, также может быть включен в базовую цепь СМ, и это позволяет манипулировать свойствами устройства, в частности исключит влияние тока $i_{ВВ}\,(t) \geq I_{ВВ\,s}$ в выбранном направлении.

5.24. Гальваномагнитный полупроводниковый прибор

К гальваномагнитным эффектам относится совокупность эффектов, связанных с воздействием магнитного поля $\boldsymbol{B}$ на электрические свойства проводников – металлов и полупроводников, по которым течет ток. Наиболее существенны гальваномагнитные эффекты в магнитном поле $\boldsymbol{B}$, которое направленно перпендикулярно току $\boldsymbol{I}$, создаваемого напряжением $\boldsymbol{U}$, возникающего под действием напряженности $\boldsymbol{E}$ электрического поля. В настоящее время имеются большое количество различных ПП, действие которых основано на применении гальваномагнитных эффектов [151–153], в частности – эффект Холла, магнетосопротивление (магниторезистивный эффект), гигантское магнетосопротивление, основанное на эффекте рассеяния электронов n в зависимости от направления их спина $\boldsymbol{S}_n$ относительно направлении магнитного поля $\boldsymbol{B}$, и другие.

Еще в 1978 г. [154] была предложена идея нового гальваномагнитного полупроводникового прибора (ГМПП), работа которого основана на совместном использовании гальваномагнитного принципа инжекции ННЗ в область базы структуры БТ, что показано на рис. 144.

Из рис. 144 видно, что сущность предложения заключается в пропускании тока

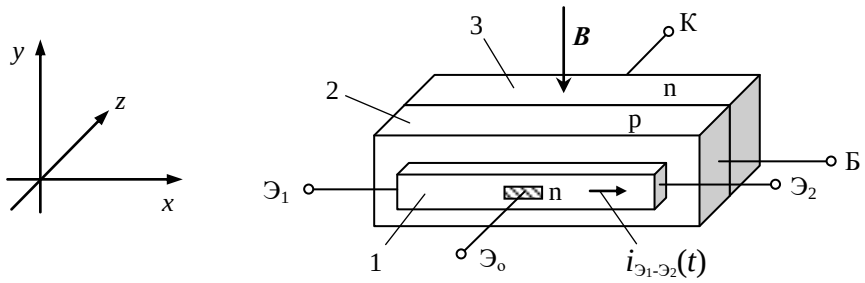


Рис. 144. Структура предложенного ГМПП, здесь цифрами обозначено: 1 – полупроводниковая эмиттерная область, например, n- типа проводимости, с омическими контактами $Э_{о,\,1,\,2}$; 2 – полупроводниковая базовая область, например, p- типа, с омическим контактом Б; 3 – полупроводниковая коллекторная область, например, p- типа, с омическим контактом К; ***B*** – индукция магнитного поля

$i_{Э1\text{-}Э2}(t)$ вдоль эмиттерной области 1 параллельно его p-n перехода 1-2, и одновременном воздействии на эмиттерную область 1 внешним магнитным полем ***B***, направленным перпендикулярно току $\boldsymbol{I}_{Э1\text{-}Э2}$ – вектор, отображающий моментное направление тока $i_{Э1\text{-}Э2}(t)$, причем направления этих векторов зависит от типа носителей заряда – для электронов *n* эти направления соответствуют показанным на рис. 144, а для дырок *p*, в случае эмиттерной области 1 p- типа проводимости, направление одного из векторов $\boldsymbol{I}_{Э1\text{-}Э2}$ или ***B*** меняется на обратное. При этих условиях носители заряда в эмиттерной области 1 ГМПП двигаются под действием сил Кулона ($\boldsymbol{F}_К$) и Лоренца ($\boldsymbol{F}_Л$), из-за чего их траектории движения искривляются под углом $\alpha_Х$ Холла в сторону эмиттерного p-n перехода 1-2, и, при условии достаточной кинетической энергии для преодоления потенциального барьера ($q\cdot\varphi_Т$) этого p-n перехода 1-2, попадают в базовую область 2 ГМПП. Таким образом, в ГМПП происходит инжекция ННЗ в его базу 2, и этим осуществляется действие структурной части БТ. Принципиальная электрическая схема включения ГМПП и эго схемотехнический вариант обозначения показаны на рис. 145.

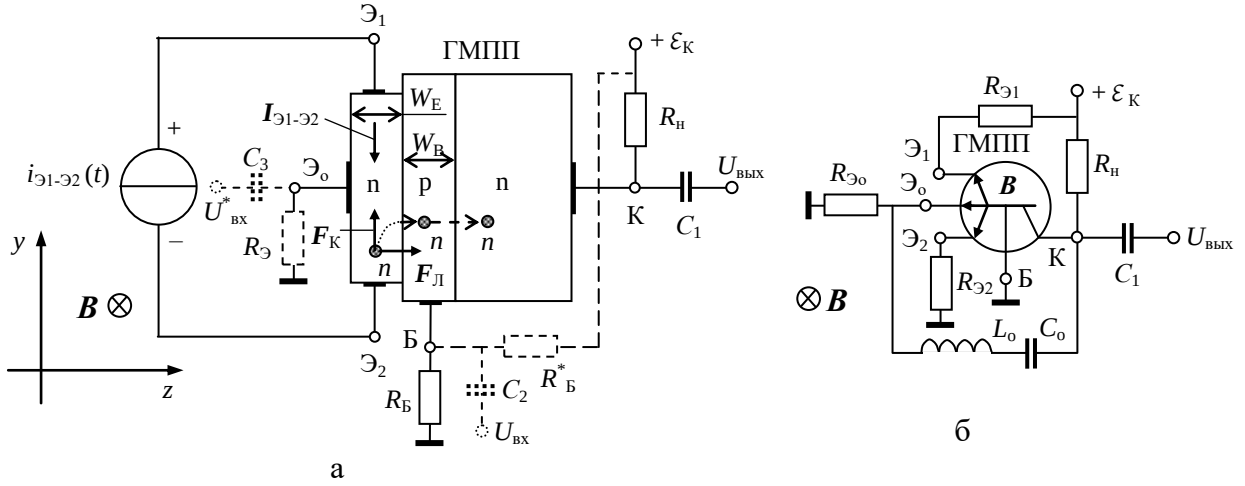


Рис. 145. Принципиальная электрическая схема включения ГМПП в качестве усилителя и модулятора (а), и эго схемотехнический вариант обозначения с принципиальной электрической схемой включения в качестве генератора (б), здесь ***B*** – индукция магнитного поля, вектор которого направлен в плоскость рисунка

Из рис. 145, а, видно, что ГМПП включен по схеме с ОБ, для чего его базовый вывод Б через резистор $R_Б$ и центральный вывод $Э_о$ эмиттера непосредственно соединены

с ОШ устройства, причем краевые выводы $Э_{1,\ 2}$ эмиттера соединены с гальванически от ОШ развязанным источником продольного тока $\boldsymbol{I}_{Э1\text{-}Э2}$ в эмиттерной области. Коллектор К ГМПП через резистор $R_н$ нагрузки соединен с источником постоянного напряжения $\mathcal{E}_К$ питания, другой полюс которого соединен с ОШ, и одновременно коллектор К через разделительный конденсатор C_1 подключен к выходу $U_{вых}$ устройства.

Устройство, показанное на рис. 145, а, работает следующим образом.

Включается источник питания и под действием его напряжения $\mathcal{E}_К$ коллекторный p-n переход смещается в обратном направлении, из-за чего по цепи – источник $\mathcal{E}_К$, резистор $R_н$, коллекторный p-n переход и резистор $R_Б$ течет обратный ток $I_{СВ\ о}$ насыщения, который на резисторе $R_Б$ создает напряжение $U_{RБ} = I_{СВ\ о}{\cdot}R_Б$, смещающее эмиттерный p-n переход в прямом направлении, что в итоге уменьшает его потенциальный барьер $[q{\cdot}(\varphi_{\ т} - U_{RБ})]$. При необходимости этот потенциальный барьер может быть еще более уменьшен при помощи дополнительного прямого напряжения $U^{*}_{RБ} = \mathcal{E}_К{\cdot}R_Б\ /(R_{\ Б} + R^{*}_{Б})$, создаваемого при помощи резисторного $R_Б \| R^{*}_{Б}$ делителя напряжения $\mathcal{E}_К$, который осуществляется дополнительным включением резистора $R^{*}_{Б}$ между выводом Б и источником $\mathcal{E}_К$, что на рис. 145 показано штриховыми линиями. При этом в коллекторной цепи ГМПП течет небольшой коллекторный ток $i_К\ (t) \cong I_{СВ\ о}$, которым в общем случае можно пренебречь – ГМПП находятся в "нормально закрытом" состоянии. При последующем включении источника тока $i_{Э1\text{-}Э2}\ (t)$, например, гармонического сигнала, под его действием вдоль эмиттерной области параллельно плоскости эмиттерного p-n перехода течет гармонический ток $\boldsymbol{I}_{Э1\text{-}Э2}$, влияния которого на выходе $U_{вых}$ практически нет. Здесь указание на "практически" связано с тем, что некоторое влияние тока $\boldsymbol{I}_{Э1\text{-}Э2}$ все таки наблюдается, особенно при дополнительном смещении эмиттерного p-n перехода напряжением $U^{*}_{RБ}$. Это объясняется тем, что ток $\boldsymbol{I}_{Э1\text{-}Э2}$ влияет на толщину ООЗ эмиттерного p-n перехода в эмиттерной области, из-за чего эта толщина получается больше при контакте $Э_1$ с положительной полярностью, аналогично этому эффекту в канале ПТ. Поэтому, с возрастанием величины тока $\boldsymbol{I}_{Э1\text{-}Э2}$, эмиттерный p-n переход "призакрывается" и ток $i_К\ (t)$ частично уменьшается. Здесь отметим, что этот режим работы ГМПП может быть использован в качестве другого способа управления БТ. В частности этим способом управления ГМПП можно получить эффективное удвоение частоты $f_{вх}$ входного гармонического сигнала $i_{Э1\text{-}Э2}\ (t)$, для чего ГМПП при помощи напряжения $U^{*}_{RБ}$ смещается в "нормально открытое" состояние, когда рабочая точка ГМПП находятся в середине нагрузочной линии $R_н$, и в коллекторной цепи ГМПП течет постоянный коллекторный ток $I_{К\ о} > I_{СВ\ о}$. С увеличением моментного значения входного тока $i_{Э1\text{-}Э2}\ (t)$ эмиттерный p-n переход "закрывается", а при уменьшении $i_{Э1\text{-}Э2}\ (\ t\ )$ – "открывается" и этим формируется переменный ток $i_К\ (t)$ с частотой $f_{вых} = 2{\cdot}f_{вх}$, т. к. минимальные значения $i_{К\ min}\ (t)$ получаются дважды за один период $T_{вх} = 1/f_{вх}$ максимальных – амплитудных значений $|i_{Э1\text{-}Э2\ мах}\ (t)|$, чем и обеспечивается удвоение частоты. Естественно, что умножение частоты $f_{вх}$ более двух раз получается каскадном соединении N устройств на ГМПП, и при этом $f_{вых} = 2^N{\cdot}f_{вх}$, здесь $N = 1, 2, 3,...$ – число последовательно соединенных устройств на ГМПП (рис. 145, а).

При включении магнитного поля $\boldsymbol{B}$ и ориентации его вектора перпендикулярно плоскости эмиттерной области, вдоль которой протекает ток $\boldsymbol{I}_{Э1\text{-}Э2}$, на движущиеся ОНЗ – электронов n в эмиттерной области действуют силы $\boldsymbol{F}_К$ и $\boldsymbol{F}_Л$ (рис. 145, а), из-за чего траектории движения ОНЗ искривляются под углом $\alpha_{\ Х}$ – Холла в сторону эмиттерного p-n перехода, что на рис. 145, а, показано серыми кружками и их траекториями пунктирной линией, или наоборот – сторону от эмиттерного p-n перехода. Естественно, что для нормальной работы ГМПП векторы $\boldsymbol{I}_{Э1\text{-}Э2}$ и $\boldsymbol{B}$ должны быть ориентированы так, как это показано рис. 145, а. При этом ОНЗ в области эмиттера движутся в сторону эмиттерного p-n перехода и, при условии достаточной кинетической энергии для преодоления потенциального барьера $[q{\cdot}(\varphi_{\ т} - U_{RБ})]$ этого p-n перехода, попадают в базовую область ГМПП и далее известным путем создают коллекторный ток $i_К\ (t)$,

который изменяется пропорционально изменениям $\partial i_{\text{Э1-Э2}}$ и ∂B. При этом чувствительность ГМПП зависит от угла α_{X} – чем он больше, тем больше дифференциальные величины $\partial i_{\text{K}} / \partial i_{\text{Э1-Э2}}$, при $B(t) = B_{\text{o}} = \text{const}$, и $\partial i_{\text{K}} / \partial B$, при $i_{\text{Э1-Э2}}(t) = I_{\text{o Э1-Э2}} = \text{const}$. Угол α_{X} определяет направление усредненной траектории движения ОНЗ в области эмиттера относительно вектора $\boldsymbol{F}_{\text{K}}$ (рис. 145, а), и величина α_{X} определяется известным выражением $\text{tg}\,\alpha_{\text{X}} \cong \mu_{\text{E}} \cdot B$, здесь μ_{E} – подвижность ОНЗ в эмиттерной области ГМПП. Поэтому отсюда следует основное требование к параметрам эмиттерной области ГМПП – она должна бить изготовлена из полупроводника с набольшим значением μ_{E}, а поэтому степень легирования соответствующими примесями $N_{\text{a, d}}$ эмиттерной области ГМПП не должна быть высокая – $N_{\text{a, d}} < 10^{18}$ см$^{-3}$. Кроме того, дифференциальная эффективность $\partial i_{\text{K}} / (\partial i_{\text{Э1-Э2}}, \partial B)$ ГМПП, особенно на высоких частотах $f_{\text{вх}}$, повышается при увеличении плотности ОНЗ в эмиттерной области в непосредственной близости к его p-n переходу, что указывает на соответствующие конструктивные выполнения эмиттерной области, в частности – с поперечным градиентом $-\partial N_{\text{a, d}} / \partial z$ легирующих примесей $N_{\text{a, d}}(z)$, направленным от эмиттерного p-n перехода в сторону контакта Э_{o}, или использованием ВП с поперечным градиентом $-\partial \Delta E_{\text{g}} / \partial z$, направленным от эмиттерного p-n перехода в сторону контакта Э_{o}, при эмиттерной области n- и p- типов проводимости. Также толщина $W_{\text{Э}}$ (рис. 145, а) эмиттерной области выбирается по условию $W_{\text{E}} > d_{\text{pn o E}}$ – толщина ООЗ эмиттерного p-n перехода при отсутствии смещения – $U_{\text{ЭБ}} = 0$.

ГМПП можно использовать в качестве модулятора сигналов, для чего схема на рис. 145, а, дополняется входной цепи $U_{\text{вх}}$ или $U^{*}_{\text{вх}}$, или обеими одновременно, показанными пунктирными линиями. При этом на выходе $U_{\text{вых}}$ имеем модулированный сигнал $u_{\text{вых}}(t)$ с различными комбинационными частотами входных сигналов $u_{\text{вх}}(t)$, $u^{*}_{\text{вх}}(t)$ и $i_{\text{Э1-Э2}}(t)$, что существенно расширяет функциональные возможности ГМПП. Также на рис. 145, б, показан вариант включения ГМПП в схеме генератора, где генерация происходит только при наличии магнитного поля $\boldsymbol{B}$ определенной ориентации.

Возможный вариант планарной конструкции ГМПП, с учетом указанных усовершенствованиях, показан в виде продольного разреза структуры ГМПП на рис. 146.

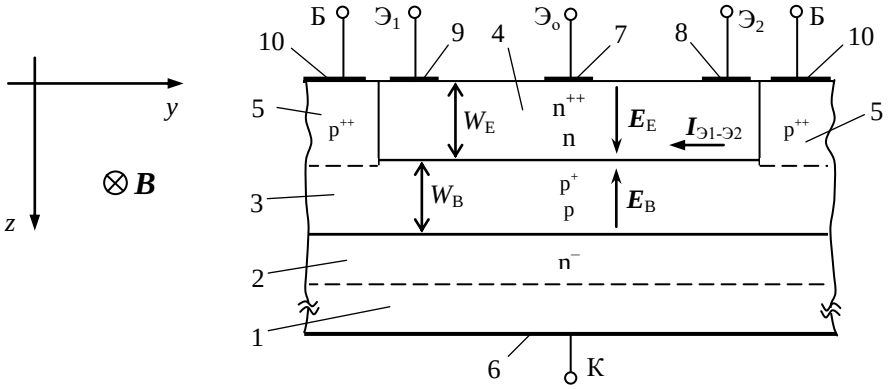


Рис. 146. Продольной разрез усовершенствованной планарной конструкции ГМПП, здесь цифрами обозначено: 1 – высоколегированный полупроводниковый слой коллекторной области, например, n^{++}- типа проводимости; 2 – слаболегированный эпитаксиальный полупроводниковый слой коллекторной области, например, n^{-}- типа; 3 – полупроводниковый слой базовой области, например, p- типа с градиентом $-\partial N_{\text{a}} / \partial z$ акцепторных примесей $N_{\text{a}}(z)$ легирования; 4 – полупроводниковый слой эмиттерной области, например, n- типа с градиентом $-\partial N_{\text{d}} / \partial z$ донорных примесей $N_{\text{d}}(z)$ легирования; 5 – высоколегированные подконтактные базовые области, например, p^{++}- типа; 6–10 – омические контакты коллектора К, эмиттера $\text{Э}_{\text{o}, 1, 2}$ и базы Б, соответственно; $\boldsymbol{B}$ – индукция магнитного поля, направленное перпендикулярно к плоскости рисунка

Из рис. 146 видно, что основным отличием структуры ГМПП от структуры БТ заключается в конструкции выполнения эмиттерной области 4, которая сделана с тремя контактами, один из которых – $Э_o$ (7) расположен в центре, а остальные два – $Э_1$ (9) и $Э_2$ (8) расположены в периферии на концах полоски эмиттерной области 4 напротив друг другу относительно центрального контакта $Э_o$. Далее, эмиттерная область 4 выполнена с градиентом $-\partial N_{a,\,d}/\partial z$, например, донорных примесей $N_d(z)$ легирования, направленным от эмиттерного p-n перехода 3-4 в сторону контакта $Э_o$ (7), причем базовая область 3 тоже выполнена с градиентом $-\partial N_{a,\,d}/\partial z$, например, акцепторных примесей $N_a(z)$ легирования, направленным от коллекторного p-n перехода 2-3 в сторону эмиттерного p-n перехода 3-4, что в итоге создают встроенные квази-электрические поля $\boldsymbol{E}_E$ и $\boldsymbol{E}_B$ в соответствующих областях 4 – эмиттера и 3 – базы ГМПП. Толщина W_B базовой области 3 сделана с учетом наилучших свойств БТ из условия $W_B < L_{d\,(B)}$ – диффузионная длина ННЗ в базовой области 3 структурной части БТ, а толщина W_E эмиттерной области 4 сделана с учетом условия $W_E > d_{pn\,o}$ – толщина ООЗ эмиттерного p-n перехода 3-4 в области 4 эмиттера при отсутствии смещения. Далее отметим, что омический контакт Б (10) базы и его подконтактная p^{++}- область 5 могут быть выполнены вокруг эмиттерной области 4, а коллекторный контакт К (6) может быть выведен в поверхность планарной конструкции ГМПП при помощи соответствующей глубокой диффузионной области 1, например, n^{++}- типа проводимости, расположенной вокруг подконтактной p^{++}- области 5 базы Б.

Предложенная структура ГМПП, показанная на рис. 146, может быть изготовлена, например, из кремния (Si), технологическими операциями по кремневой планарной технологии, например, в следующей последовательности: 1- на сильно легированной подложке 1, например, n^{++}- типа проводимости с наращенным слаболегированным эпитаксиальным слоем 2 того же n^{-}- типа, при помощи, например, метода диффузии или имплантации в слое 2 формируется базовая область 3, например, p- типа проводимости с градиентом $-\partial N_{a,\,d}/\partial z$, например, акцепторных примесей $N_a(z)$ легирования, направленным от области 1, причем область 3 не доходит до области 1 и этим формируется коллекторная область 2 с n^{-}- типом проводимости; 2- далее, в области 3, например методом диффузии или имплантации формируются сильнолегированная эмиттерная область 4, например, n- типа проводимости с градиентом $-\partial N_{a,\,d}/\partial z$, например, донорных примесей $N_d(z)$ легирования, направленным от области 3, причем область 4 не доходит до области 2 на расстояние $W_B < L_{d\,(B)}$, и область 4 сделана с толщиной $W_E > d_{pn\,o}$; 3- далее, в области 3, например методом диффузии или имплантации вокруг эмиттерной области 4 формируются сильнолегированная подконтактная базовая область 5, например, p^{++}- типа проводимости; 4- процесс изготовления предложенного ГМПП завершается формированием, например, вакуумным напылением металла, например, Al, омических контактов 6, 7–9 и 10 к соответствующим областям 1, 4 и 5, причем в другом варианте коллекторный контакт К в планарном виде на поверхности кристалла ГМПП формируется, например, методом глубокой диффузии или имплантации сильнолегированной области, например, n^{++}- типа проводимости, доходящей до области 1.

<u>В другом варианте конструкция эмиттерной области</u> 4 ГМПП (рис. 146) делается с применением ВП, градиент $-\partial \Delta E_g/\partial z$ варизонности которого направлен от эмиттерного p-n перехода в сторону планарного контакта $Э_o$. В этом случае для получения варизонного эмиттера 4 применяется, например, технология молекулярно-пучковой (лучевой) эпитаксии (МПЭ, МЛЭ).

<u>Другой вариант конструкции ГМПП</u>, с учетом возможности повышения магнеточувствительности ГМПП, путем применения магнитной среды с абсолютной магнитной проницаемостью $\mu > 1$ – ферромагнетики (172) в эмиттерной области, показан на рис. 147.

Из рис. 147 видно, что основным отличием рассматриваемой конструкции ГМПП от показанного варианта на рис. 144, заключается в выполнении эмиттера 1-4 из нескольких рядом расположенных эмиттерных областей 1 и между ними встроенными

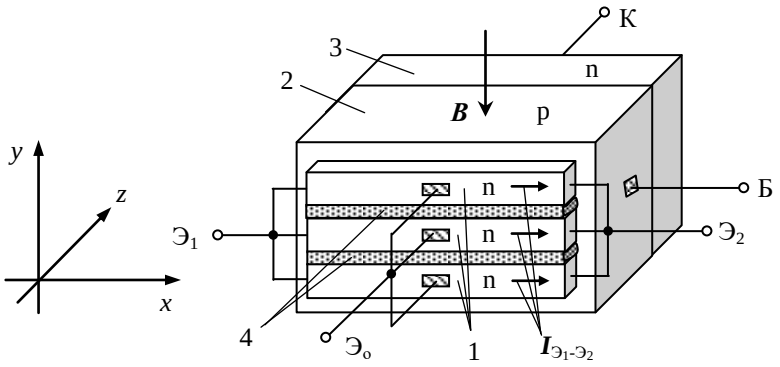


Рис. 147. Другой вариант структуры предложенного ГМПП, здесь цифрами обозначено: 1 – полупроводниковые эмиттерные области, например, n- типа проводимости, с омическими контактами $Э_{о, 1, 2}$;
2 – полупроводниковая базовая область, например p- типа с омическим контактом Б; 3 – полупроводниковая коллекторная область, например, p- типа с омическим контактом К; 4 – магнитные заполнители, например, ферромагнетики, с абсолютной магнитной проницаемостью $\mu > 1$;
$\boldsymbol{B}$ – индукция магнитного поля

ферромагнетиками 4, полностью заполняющих пространство между рядом расположенных полосковых эмиттеров 1. Торцевые концы эмиттерных полосок 1 соединены в соответствующие омические контакты $Э_1$ и $Э_2$, позволяющих пропустит ток $\boldsymbol{I}^{*}_{Э1\text{-}Э2} = N \cdot \boldsymbol{I}_{Э1\text{-}Э2}$, здесь: $\boldsymbol{I}_{Э1\text{-}Э2}$ – вектор тока $i_{Э1\text{-}Э2}$ (t) в эмиттерной полоске 1; N – число эмиттерных полосок 1. Центральные части поверхностей эмиттерных полосок 1 соединены в соответствующий омический контакт $Э_о$. Модифицированный ГМПП (рис. 147) работает также, как и показанный на рис. 144, с той лишь разницей, что повышение магнеточувствительности получается за счет действия ферромагнетиков 4, из-за наличия которых увеличивается напряженность $\boldsymbol{H} = \boldsymbol{B} /(\mu_о \cdot \boldsymbol{\mu})$ магнитного поля в пространстве, где расположены эмиттерные полоски 1. Также отметим, что структура ГМПП, показанная на рис. 147, может быть изготовлена, например из кремния (Si), технологическими операциями по кремневой планарной технологии с той же последовательности, что и структура ГМПП, показанная на рис. 146. При этом осуществляется дополнительные операции, во время которых в эмиттерной области 4 (рис. 146) в направлении контактов $Э_{1, 2}$ методам, например, стравливания вытравливаются канавки, которые в последствии заполняются магнитным материалом, например, порошковым ферритом.

Конструкция структуры предложенного двойного ГМПП (ДГМПП), эго схемотехнический вариант обозначения и вариант принципиальной электрической схемы включения показаны на рис. 148.

Из рис. 148, а, видно, что ДГМПП состоит из двух одинаковых структур 1-2-3 и 1-4-5 ГМПП, которые выполнены с общей эмиттерной областью 1, расположенной в центре структуры ДГМПП, причем в данном случае центральный омический контакт $Э_о$ сделан в центре свободной поверхности эмиттерной области 1, на которую падает магнитное поле $\boldsymbol{B}$. Один из возможных схемотехнических вариантов включения ДГМПП показан на рис. 148, в, откуда видно, что коллекторы $К_{1, 2}$ через соответствующие резисторы $R_{н\,1, 2}$ нагрузки соединены с соответствующими источниками напряжения $\mathcal{E}_{К\,1, 2}$ питания, другие полюсы которых, эмиттерный контакт $Э_о$ и базовые выводы $Б_{1, 2}$ через соответствующие резисторы $R_{Б\,1, 2}$ смещения соединены с ОШ устройства. Эмиттерные выводы $Э_{1, 2}$ соединены с гальванически от ОШ развязанным источником входного тока $i_{Э1\text{-}Э2}(t)$, а коллекторы $К_{1, 2}$ через соответствующие конденсаторы $C_{1, 2}$ развязки соединены с соответствующими выходами $U_{вых\,1, 2}$ устройства.

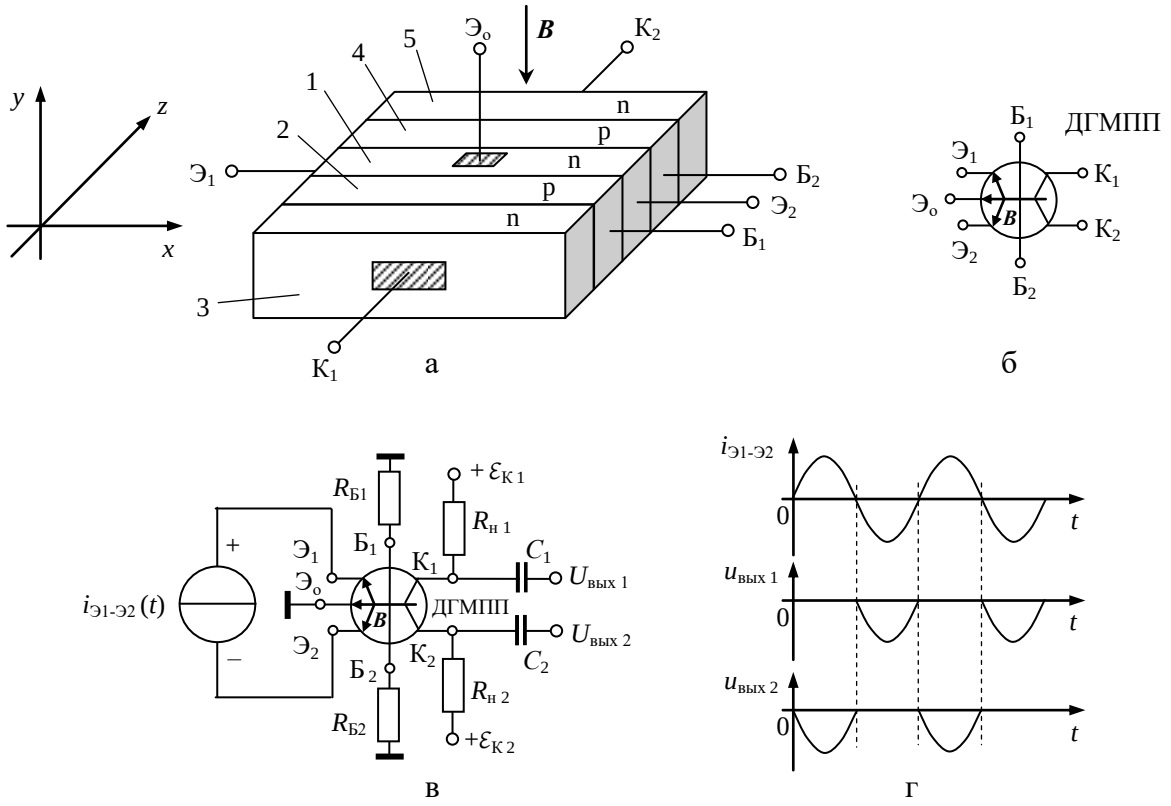


Рис. 148. Конструкция структуры предложенного ДГМПП (а), эго схемотехнический вариант обозначения (б), вариант принципиальной электрической схемы включения (в) и временные диаграммы (г), поясняющие принцип действия предложенного ДГМПП, здесь цифрами обозначено: 1 – полупроводниковая общая эмиттерная область, например, n- типа проводимости с омическими контактами $Э_{о,\,1,\,2}$;
2 – полупроводниковая базовая область, например, p- типа с омическим контактом $Б_1$; 3 – полупроводниковая коллекторная область, например p- типа с омическим контактом $К_1$; 4 – полупроводниковая базовая область, например, p- типа с омическим контактом $Б_2$; 5 – полупроводниковая коллекторная область, например, p- типа с омическим контактом $К_2$; $\boldsymbol{B}$ – индукция магнитного поля

Устройство, показанное на рис. 148, в, работает аналогично устройству, показанному на рис. 145, а. Разница заключается лишь в том, что в рассматриваемом устройстве во время действия, например, положительной полуволны гармонического входного сигнала $\boldsymbol{I}_{Э1\text{-}Э2}$, выходной сигнал $u_{вых\ 2}\ (t)$ в виде отрицательной полуволны снимается на выходе $U_{вых\ 2}$, а при действии отрицательной полуволны гармонического входного сигнала $\boldsymbol{I}_{Э1\text{-}Э2}$, выходной сигнал $u_{вых\ 1}\ (t)$ в виде отрицательной полуволны снимается на выходе $U_{вых\ 1}$, что показано временными диаграммами на рис. 148, г. Здесь отметим, что при необходимости потенциальные барьеры $(q\cdot\varphi_{\,Т})$ эмиттерных p-n переходов 1-2 и 1-4 могут быть еще более уменьшены – $[q\cdot(\varphi_{\,Т} - U^{\,*}_{Rб\ 1,\,2})]$, при помощи дополнительных прямых напряжений $U^{\,*}_{Rб\ 1,\,2} = \mathcal{E}_{К\ 1,\,2}\cdot R_{Б\ 1,\,2}/(R_{Б\ 1,\,2} + R^{*}_{Б\ 1,\,2})$, создаваемых при помощи резисторных $R_{Б\ 1,\,2} \parallel R^{*}_{Б\ 1,\,2}$ делителях напряжений $\mathcal{E}_{\,К\ 1,\,2}$, которые осуществляются дополнительным включением резисторов $R^{*}_{Б\ 1,\,2}$ между выводами $Б_{1,\,2}$ и источниками $\mathcal{E}_{К\ 1,\,2}$, соответственно, аналогично включению, показанному на рис. 145 штриховыми линиями.

Возможный вариант планарной конструкции ДГМПП показан на рис. 149.

Предложенная планарная структура ДГМПП, показанная на рис. 149, может быть изготовлена, например, из кремния (Si), технологическими операциями по

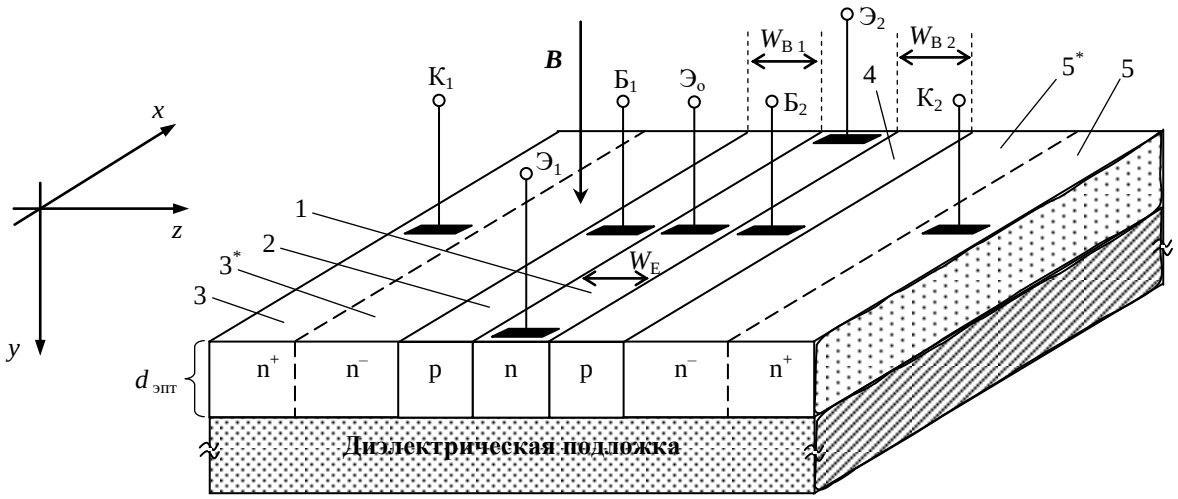


Рис. 149. Возможный вариант планарной конструкции ДГМПП, здесь цифровые обозначения соответствуют приведенным на рис. 148, а

кремневой планарной технологии, например, в следующей последовательности: 1- на одной поверхности диэлектрической подложки, например, сапфире, выращивается слабого легированный эпитаксиальный полупроводниковый слой 1–5, например, n^-- типа проводимости, толщина $d_{эпт}$ которого составляет несколько десятков мкм; 2- далее, в эпитаксиальном слое 1–5 при помощи, например, метода диффузии или имплантации формируется общая эмиттерная область 1, например, n- типа проводимости с умеренным уровнем легирования и с шириной z в 5–10 раз меньше ее длины x, т. е. в виде узкой полоски, причем эмиттерная область 1 и все последующие области 2–5 доходят до поверхности подложки; 3- далее, в эпитаксиальном слое 1–5 при помощи, например, метода диффузии или имплантации формируются полосковые базовые области 2 и 4, расположенные рядом с обеих сторон эмиттерной области 1, причем ширина $W_{B\ 1,\ 2}$ базовых областей 2 и 4 в направлении z, соответственно, делаются в соответствии условию $W_{B\ 1,\ 2} < L_{d\ (B)}$; 4- далее, в эпитаксиальном слое 1–5 при помощи, например, метода диффузии или имплантации формируются полосковые коллекторные области 3^* и 5^*, расположенные параллельно полоски эмиттерной области 1 и с обеих сторон базовых областей 2 и 4, чем обеспечиваются слабо легированные полупроводниковые слои коллекторных областей 3^* и 5^*, например, n^-- типа, и одновременно формируются рядом с областями 3^* и 5^* расположенные крайние высоколегированные коллекторные области 3 и 5 n^+- типа проводимости; 5- процесс изготовления предложенного ДГМПП завершается формированием, например, вакуумным напылением металла, например, Al, омических контактов $Э_{о,1,\ 2}$, $Б_{1,\ 2}$ и $К_{1,\ 2}$ к соответствующим областям 1, 2–4 и 3–5.

В заключение настоящего параграфа заметим, что предложенные ГМПП и ДГМПП расширяют функциональные возможности гальваномагнитной электроники, и могут быть использованы в различных областях электроники, в том числе и в микроэлектроники.

5.25. Гальваномагнитный полупроводниковый лазер

На рис. 150 показана структура предложенного гальваномагнитного ПЛ (ГМПЛ) с принципиальной электрической схеме его включения и возможным вариантом схемотехнического обозначения ГМПЛ.

Из рис. 150, а, видно, что сущность предложения заключается в создании в p-n переходе 1-2 возможности пропустит ток $\boldsymbol{I}_o$ вдоль соответствующих областей катода $К_o$ (1) и анода $А_o$ (2) параллельно плоскости p-n перехода 1-2. Для этого области 1 и 2 снабжены дополнительными омическими контактами $К_{1,\ 2}$ и $А_{1,\ 2}$, соответственно, которые

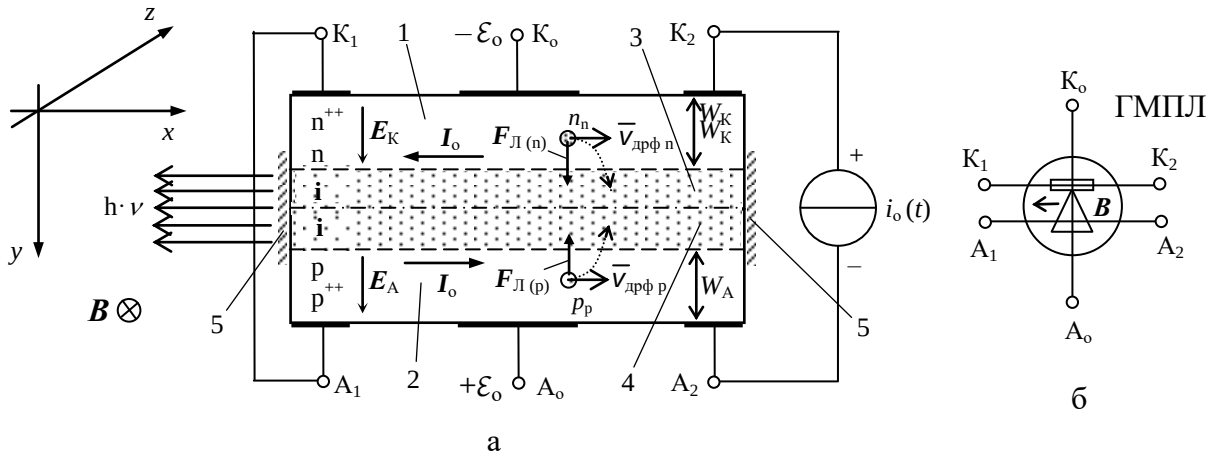


Рис. 150. Продольной разрез структуры ГМПЛ с показанной принципиальной электрической схемой его включения (а) и схемотехнический вариант обозначения ГМПЛ (б), здесь цифрами обозначено: 1 – полупроводниковый слой катода К n- типа проводимости с градиентом $-\partial N_d/\partial y$ донорных примесей $N_d(y)$ легирования; 2 – полупроводниковый слой анода А p- типа с градиентом $\partial N_a/\partial y$ акцепторных примесей $N_a(y)$ легирования; 3 – ООЗ p-n перехода 1-2 в катодной области 1 (или i– слой); 4 – ООЗ p-n перехода 1-2 в анодной области 2 (или i– слой); 5 – зеркала Фабри-Перо резонатора; $\boldsymbol{B}$ – индукция магнитного поля, направленное перпендикулярно к плоскости рисунка

расположены на противоположных концах соответствующих областей 1 и 2, причем между этими контактами в середине областей 1 и 2 расположены соответствующие средние омические контакты $К_о$ и $А_о$. Также структура ГМПЛ помещена в оптический резонатор типа Фабри-Перо, который образован двумя параллельными полупрозрачными зеркалами 5, расположенными на торцевых концах областей 1 и 2, например с соответствующими омическими контактами $К_1$-$А_1$ и $К_2$-$А_2$.

Для получения лазерного излучения ($h\cdot\nu$) контакты, например $К_1$ и $А_1$ соединяются между собой, а гальванически развязанный источник тока $i_о(t) \equiv \boldsymbol{I}_о$ подключается между контактами $К_2$ и $А_2$, причем контакты $К_о$ и $А_о$ подключаются к гальванически развязанному источнику постоянного напряжения $\mathcal{E}_о$ прямого смещения.

Предложенный ГМПЛ, показанный на рис. 150, а, работает так.

При $\boldsymbol{B} = 0$ и $\boldsymbol{I}_о = 0$, лазерное излучение ($h\cdot\nu$) наблюдается при условии $\mathcal{E}_о \geq \mathcal{E}_{о\ пор}$, при котором через p-n переход 1-2 течет прямой ток $I_{прм} \geq I_{пор}$ – пороговый ток. При включении источника тока $I_о > 0$, через области 1 и 2 параллельно плоскости p-n перехода 1-2 текут токи $I_о$, под действием которых, не зависимо от направления токов $\boldsymbol{I}_о$, призакрывается p-n переход 1-2, из-за расширения толщины ООЗ – 3 и 4 в соответствующих областях 1 и 2, аналогично этому эффекту в канале ПТ с p-n переходом в качестве затвора. Этим обеспечивается новый способ модуляции мощности лазерного излучения ($h\cdot\nu$), причем частота $f_Ф$ модуляции оптического сигнала $\Phi(t)$ – интенсивности излучения получается в два раза больше частоты $f_м$ модуляции тока $\boldsymbol{I}_о$ – $f_Ф = 2\cdot f_м$. Кроме того, этот метод модуляции излучением $\Phi(t)$ ГМПЛ работает на более высокие частоты $f_м$, т. к. нет прямого шунтирующего действия барьерной C_{pn} и диффузионной $C_{pn\ (дф)}$ емкостей p-n перехода 1-2.

Другой способ получения лазерного излучения ($h\cdot\nu$) в предложенном ГМПЛ, при условии $\mathcal{E}_о < \mathcal{E}_{о\ пор}$, при котором через p-n перехода 1-2 течет прямой ток $I_{прм} < I_{пор}$, обеспечивается включением магнитного поля $|\boldsymbol{B}| > 0$ и одновременном пропускании тока $I_о > 0$. При этих условиях на движущихся электронов n_n в катодной n- области 1 и дырок

$p_{\text{р}}$ в анодной р- области 2 действуют силы $\boldsymbol{F}_{\text{Л (n, p)}}$ Лоренца, соответственно, величина и направления которых зависит от векторов $\boldsymbol{B}$, $\boldsymbol{F}_{\text{Л (n, p)}}$ и $\boldsymbol{v}_{\text{дрф (p, n)}}$, что определяется известным выражением следующего вида: $\boldsymbol{F}_{\text{Л (n, p)}} = \pm \text{q}\cdot(\boldsymbol{v}_{\text{дрф (p, n)}} \times \boldsymbol{B})$. Отсюда следует, что векторы $\boldsymbol{B}$ и $\boldsymbol{I}_{\text{о}}$ должны быть ориентированы так, как это показано на рис. 150, а, откуда видно, что в этом случае траектории движения, показанные пунктирными стрелками, электронов n_{n} в катодной области 1 и дырок $p_{\text{р}}$ в анодной области 2 искривляются в сторону металлургической плоскости p-n перехода 1-2, и поэтому эти электроны n_{n} с дырками $p_{\text{р}}$ попадают в ООЗ 3 и 4 p-n перехода 1-2. При достижении инверсной населенности электронов n и дырок p в ООЗ – 3 и 4, в нем происходит лазерное излучение ($\text{h}\cdot\nu$), интенсивность $\Phi\,(t)$ которого зависит от величины смещающего прямого напряжения $\mathcal{E}_{\text{о}}$ в диапазоне значений $0 \le \mathcal{E}_{\text{о}} < \mathcal{E}_{\text{о пор}}$, что тоже обеспечивает возможность получения дополнительной модуляции мощности $P_{\Phi}\,(t)$ лазерного излучения ($\text{h}\cdot\nu$), причем в этом случае частота f_{Φ} модуляции оптического сигнала $\Phi\,(t)$ совпадает с частотой $f_{\text{м}}$ модулирующего напряжения $\mathcal{E}_{\text{о}}$. Также отметим, что возможность управлять параметрами оптического излучения $\Phi\,(t)$ ГМПЛ двумя сигналами $\mathcal{E}_{\text{о}}$ и $\boldsymbol{I}_{\text{о}}$ одновременно, позволяет осуществлять эффективное умножение частоты f_{Φ}, что расширяет функциональные возможности устройств на предложенном ГМПЛ. Здесь также толщина $W_{\text{К}}$ и $W_{\text{А}}$ (рис. 150, а) катодной (1) и анодной (2) областей выбирается по условию $W_{\text{К, А}} > d_{\text{pn о (К, А)}}$ – толщина ООЗ p-n перехода в области катода 1 и анода 2 при отсутствии смещения – $\mathcal{E}_{\text{о}} = 0$.

Предложенная структура ГМПЛ, показанная на рис. 150, а, может быть изготовлена из полупроводниковых нитридов Ga и Al на основе соединения Al, Ga и As, например, из GaAs технологическими операциями, например, в следующей последовательности: 1- с одной поверхности полупроводниковой пластины из GaAs i- типа проводимости, например, методом диффузии или имплантации формируется катодная область 1 n- типа с градиентом $-\partial N_{\text{d}}/\partial y$ донорных примесей $N_{\text{d}}\,(y)$ легирования на глубину меньше половины толщины пластины i- GaAs; 2- далее, с другой поверхности полупроводниковой пластины i- GaAs методом, например, диффузии или имплантации формируется анодная область 2 p- типа с градиентом $\partial N_{\text{a}}/\partial y$ акцепторных примесей $N_{\text{a}}\,(y)$ легирования на глубину меньше половины толщины пластины i- GaAs, чем заканчивается формирование структуры (n^{+}-n)-i-(p-p^{++}); 3- далее, создается, например, методом вакуумном напыления металла, омические контакты $\text{К}_{\text{о, 1, 2}}$ к катодной области 1 и омические контакты $\text{А}_{\text{о, 1, 2}}$ к анодной области 2; 4- процесс изготовления предложенного ГМПЛ завершается формированием оптического резонатора Фабри-Перо путем, например, скрайбирования и соответствующим сколом пластины i- GaAs на отдельные кристаллы ГМПЛ, причем качественный скол делается на противоположных гранях кристалла, например, с контактами К_1-А_1 и К_2-А_2. ГМПЛ может быть выполнен планарной конструкции, аналогично показанной планарной конструкции ДГМПП на рис. 149.

С целью повышения оптической эффективности ГМПЛ, его структура должна быть изготовлена с использованием ГП и ВП, а именно, катодная и анодная области 1 и 2 должны бить образованы из узкозонного полупроводника, например GaAs, а активная область 3-4 оптического излучения – из широкозонного полупроводника, например AlAs, или с градиентами $\partial\Delta E_{\text{g (n)}}/\partial y$ и $\partial\Delta E_{\text{g (p)}}/\partial y$, направленными от p-n перехода 1-2. В этом случае узкозонные области 1 и 2 выращиваются с обеих сторон широкозонный полупроводниковой пластины i- AlAs (3-4), например методом молекулярно-лучевой или жидкостной эпитаксии.

5.26. Полупроводниковый прибор с ВАХ S- типа

Продольной разрез планарной структуры предложенного полупроводникового прибора с ВАХ S- типа (ПП-S) и принципиальная электрическая схема его включения показаны на рис. 151, а, и здесь же, в позициях (б) и (в) представлены возможные

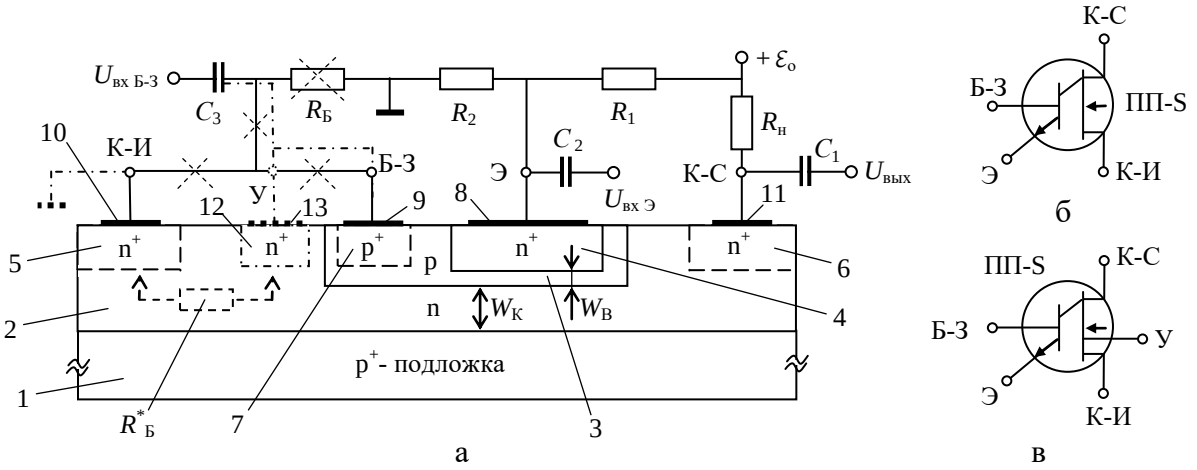


Рис. 151. Продолдьной разрез планарной структуры ПП-S с показанной принципиальной электрической схемой его включения (а) и схемотехнический вариант обозначения ПП-S (б), здесь цифрами обозначено: 1 – подложка, например сильнолегированная полупроводниковая пластина p^+- типа проводимости; 2 – эпитаксиальный полупроводниковый слой умеренного легирования n- типа; 3 – базовая область умеренного легирования p- типа; 4 – сильнолегированная эмиттерная область n^+- типа; 5 – сильнолегированная подконтактная область коллектора-истока (К-И) n^+- типа; 6 – сильнолегированная подконтактная область коллектора-стока (К-С) n^+- типа; 7 – сильнолегированная подконтактная область базы p^+- типа; 8–11 – омические контакты эмиттера Э, базы-затвора Б-З, коллектора-истока К-И и коллектора-стока К-С, соответственно; 12 и 13 – дополнительная сильнолегированная подконтактная область n^+- типа с омическим контактом управления У к ней, соответственно

варианты схемотехнических обозначений ПП-S без и с дополнительным выводом управления У (13).

Из рис. 151, а, видно, что сущность предложения заключается во введении в структуру БТ – 1-2-3 дополнительной области 4 – эмиттера Э в область 3 затвора З структуры ПТ – 2-3-5-6, причем область 3 затвора З, область 5 истока И и область 6 стока С одновременно выполняют функции базы Б и коллектора К структуры БТ – 2-3-4, соответственно. Для обеспечения возможности получения ВАХ S- типа, ПП-S в электрическую схему включается так, как это показано на рис. 151, а. Здесь контакт коллектора-стока К-С (11) через резистор $R_н$ нагрузки, а контакт эмиттера Э (8) через резисторный делитель $R_1 \| R_2$ напряжения $\mathcal{E}_o$ соединены с источником постоянного напряжения $\mathcal{E}_o$ питания, другой полюс которого соединен с ОШ устройства, и одновременно контакт К-С (11) через разделительный конденсатор C_1 подключен к выходу $U_{вых}$ устройства, причем контакты коллектора-истока К-И (10) и базы-затвора Б-З (8) через резистор $R_Б$ подключены к ОШ устройства. Также эмиттерный контакт Э (8) через разделительный конденсатор C_2 подключен к входу $U_{вх\ э}$ устройства, а контакты Б-З (9) и К-И (10) через разделительный конденсатор C_3 подключены к входу $U_{вх\ Б-З}$ устройства. Для обеспечения работоспособности предложенного ПП-S, толщина $W_В$ базовой области 3 непосредственно под эмиттерной областью 4 сделана с учетом наилучших свойств БТ из условия $W_В < L_{d\ (В)}$ – диффузионная длина ННЗ в базовой области 3 структурной части БТ, а толщина $W_К$ коллекторной области 2 непосредственно под базовой-затворной областью 3 сделана с учетом условия $d_{pn\ мах} > W_К > d_{pn\ o}$ – толщина ООЗ p-n перехода 2-3 в области 2 при отсутствии смещения $U_{Б-З} = 0$. Далее, для надежной работы ПП-S, базовая область 3 расположена между двумя изолирующими областями,

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

например, SiO_2, аналогично структуре УПП, показанной на рис. 137, г.

Устройство, показанное на рис 151. а, работает следующим образом.

Включают источник напряжения $\mathcal{E}_o$ и, при помощи резисторного делителя $R_1 \| R_2$ напряжения $\mathcal{E}_o$, обеспечивается эмиттерное напряжение $U_{Э\ o} \cong \mathcal{E}_o \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \geq U_{Б\text{-}З\ o} \cong$ $\cong I_{К\text{-}С\ o} \cdot R_Б$ – напряжение на контакте Б-З, здесь: $I_{К\text{-}С\ o}$ – ток между контактами К-И и К-С, чем обеспечивается "выключенное" состояние структуры БТ – 2-3-4. Для обеспечения надежного "выключенного" состояния структуры БТ из Si, необходимо выполнит дополнительное условие $U_{Э\ o} - U_{Б\text{-}З\ o} \geq 0{,}2–0{,}4$ В. При соблюдении этого условия, ПП-S работает аналогично ПТ с затвором в виде p-n перехода, управляемый сигналом на входе $U_{вх\ Б\text{-}З}$, и в данном случае ВАХ ПП-S соответствует выходной ВАХ ПТ, что показано сплошными кривыми на рис. 152.

При этом ПП-S находится в "выключенном" состоянии и сопротивление $R_{С\text{-}И} =$ $= R_{С\text{-}И\ max}$ – максимальное.

При создании условие $U_{Э\ o} \cong \mathcal{E}_o \cdot R_2 / (R_1 + R_2) < U_{Б\text{-}З\ o} \cong I_{К\text{-}С\ o} \cdot R_Б$ и $|U_{Э\ o} - U_{Б\text{-}З\ o}| \geq$ $\geq 0{,}4–0{,}8$ В, кремниевая транзисторная структура БТ – 2-3-4 "открывается" и через "открытый" ПП-S течет максимальный ток $I_{К\text{-}С\ max} \cong \mathcal{E}_o / R_{С\text{-}И\ min}$, здесь $R_{С\text{-}И\ min}$ – минимальное значение сопротивления $R_{С\text{-}И}$ между контактами К-И и К-С, и устанавливается напряжение $U_{К\text{-}С\ min}$, а ВАХ ПП-S в данном случае соответствует ВАХ резистора $R_{С\text{-}И\ min}$, что показано пунктирной линией на рис. 152.

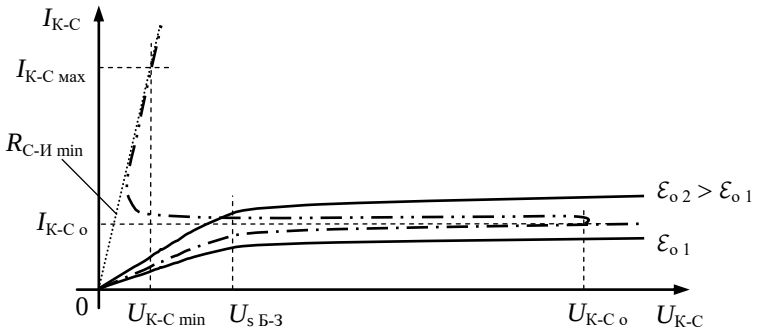


Рис. 152. ВАХ предложенного ПП-S (рис. 151, а), здесь $U_{s\ Б\text{-}З}$ – напряжение отсечки канала 2 структуры ПТ

Здесь отметим, что сопротивление $R_{С\text{-}И}$ уменьшается до минимального значения $R_{С\text{-}И\ min}$, из-за действия "открытого" БТ, из которого при этом инжектируется ННЗ – электроны ($n \cdot \Delta V$) в область 2 n- типа проводимости, и это приводит к уменьшению ее сопротивления. Поэтому отсюда следует, что при соответствующем воздействии на ПП-S, его сопротивление $R_{С\text{-}И}$ из сравнительно большого значения $R_{С\text{-}И\ max}$ уменьшается до малого значения $R_{С\text{-}И\ min}$, или наоборот, и это соответствует ВАХ S- типа, что показано штрихпунктирной кривой на рис. 152. Очевидно, что воздействие на ПП-S может быть реализовано разными способами.

<u>Первый способ</u> – переключение ПП-S входным сигналом $u_{вх\ Б\text{-}З}(t)$ в виде короткого ВИ, подаваемым на вход $U_{вх\ Б\text{-}З}$ устройства. Для надежной работы устройства устанавливается условие $U_{Э\ o} - U_{Б\text{-}З\ o} \geq 0{,}2–0{,}4$ В, что соответствует надежному исходному "закрытому" состоянию структуры БТ из Si, и в этом случае через ПП-S течет небольшой ток $I_{К\text{-}С\ o}$, задаваемый напряжениями $\mathcal{E}_o$ и $U_{Э\ o}$ (рис. 152), при которых напряжение $U_{К\text{-}С\ o} \cong \mathcal{E}_{o} - I_{К\text{-}С\ o} \cdot R_{С\text{-}И\ o}$. При подаче на вход $U_{вх\ Б\text{-}З}$ устройства сигнал $u_{вх\ Б\text{-}З}(t)$ в виде короткого ВИ с положительной полярностью и с амплитудой $U_{o\ вх\ Б\text{-}З} > U_{Э\ o} - U_{Б\text{-}З\ o}$, структура БТ "приоткрывается" и в область 2 инжектируются неравновесные ННЗ – электроны ($n \cdot \Delta V$), из-за чего уменьшается ее сопротивление $R_{С\text{-}И}(t) = R_{С\text{-}И\ o} - \Delta R$, и, как следствие, увеличивается ток $i_{К\text{-}С}(t) = I_{К\text{-}С\ o} + \Delta I$, из-за чего увеличивается напряжение $u_{Б\text{-}З}(t) = U_{Б\text{-}З\ o} + \Delta U$, здесь $\Delta U = \Delta I \cdot R_Б$, и это вызывает еще большее "приоткрытые"

структуры БТ, и т. д., из-за чего в конце переходного процесса ПП-S резко полностью переходит в “открытое” состояние. Таким образом, в устройстве, показанном на рис. 151, а, действует положительная обратная связь, которая при достаточно глубоком насыщении БТ обеспечивает стабильное “включенное” состояние ПП-S и после окончания действия входного сигнала $u_{\text{вх Б-З}}(t)$. В данном случае на выходе $U_{\text{вх}}$ устройства формируется скачкообразный сигнал $u_{\text{вых}}(t) \cong \mathcal{E}_{\text{о}} \cdot 1(t)$ – функция Хевисайда с длительностью фронта $t_{\text{г}} < 1$ нс и с отрицательной полярностью. В случае не насыщенности БТ, во время Δt действия $u_{\text{вх Б-З}}(t)$, положительная обратная связь обеспечивает генерацию выходных сигналов $u_{\text{вых}}(t)$ на выходе $U_{\text{вых}}$ устройства в виде радиоимпульса с определенной частотой $f_{\text{вых}}$ заполнения. При этом максимальная величина частоты $f_{\text{вых}}$ в основном определяется граничной частотой $f_{\text{Т}}$ структуры БТ.

Второй способ – переключение ПП-S входным сигналом $u_{\text{вх Э}}(t)$ в виде короткого ВИ, подаваемым на вход $U_{\text{вх Э}}$ устройства. В данном случае сигнал $u_{\text{вх Э}}(t)$ подается с отрицательной полярностью и с амплитудой $|U_{\text{о вх Э}}| > |U_{\text{Э о}} - U_{\text{Б-З о}}|$, из-за чего структура БТ “приоткрывается” и переходные процессы повторяются ранее описанном образом, т. е. в конце переходного процесса ПП-S резко полностью переходит в “открытое” состояние, а вид сигнала $u_{\text{вых}}(t)$ на выходе $U_{\text{вых}}$ устройства также зависит от степени насыщенности структуры БТ, аналогично первому способу управления ПП-S.

В другом варианте исполнения структуры ПП-S внешний резистор $R_{\text{Б}}$ положительной обратной связи заменен “внутренним” резистором $R^{*}_{\text{Б}}$, образованном участком области 2 между подконтактной областью 5, расположенной между областями 5 и 3, и дополнительно сформированной подконтактной омической областью 12 n^{+}- типа проводимости, которая снабжена контактом 13 с выводом управления У. В данном случае контакт К-И соединяется непосредственно с ОШ устройства, а контакт Б-З и омический контакт 13 дополнительный области 12 соединены между собой и через конденсатор $C_{\text{З}}$ подключены к входу $U_{\text{вх Б-З}}$ устройства, что на рис. 151 показано штриховыми линиями, причем резистора $R_{\text{Б}}$ в схеме нет. В данном случае схема работает так же, как и ранее описанная, с учетом того, что напряжение $U_{\text{Б-З о}} \cong I^{*}_{\text{К-С о}} \cdot R^{*}_{\text{Б}}$, здесь ток $I^{*}_{\text{К-С о}} \cong \cong \mathcal{E}_{\text{о}} / (R_{\text{н}} + R_{\text{k о}} + R^{*}_{\text{Б}})$, а $R_{\text{k о}}$ – сопротивление канала структуры ПТ в области 2 под областью 3 затвора З.

На основе предложенного ПП-S можно построит схемы генераторов электрических сигналов непрерывных колебаний так, как это показано на рис. 153.

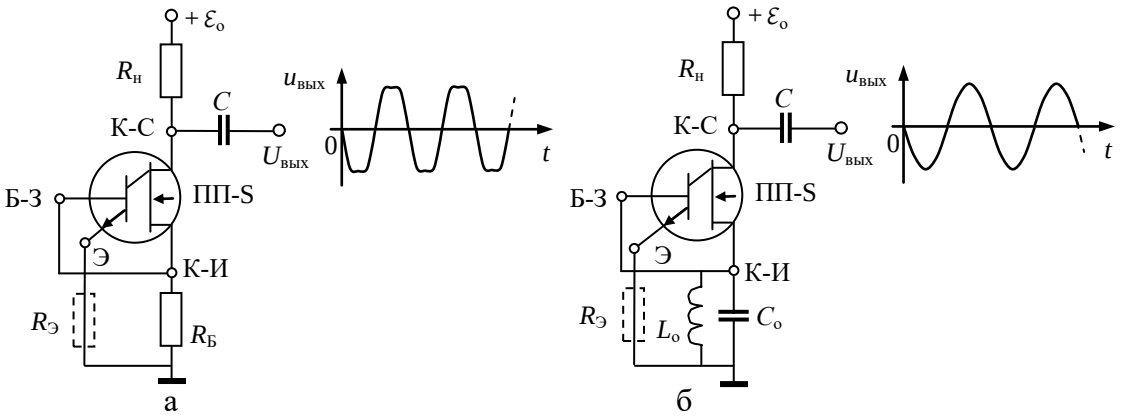


Рис. 153. Схемы генераторов электрических сигналов с непрерывными колебаниями на основе применения ПП-S

Из рис. 153 видно видно, что обе схемы идентичны схеме, показанной на рис. 151, и отличаются от нее включением эмиттерного контакта Э непосредственно к ОШ устройства. В схеме на рис. 153, а, положительная обратная связь реализована при помощи резистора $R_{\text{Б}}$ и поэтому действует в широком диапазоне частот, что обуславливает получения выходных сигналов $u_{\text{вых}}(t)$ в виде ВИ. А именно, с включением

источника напряжения $\mathcal{E}_o$, через контакты К-С и К-И вдоль области 2 ПП-S потечет возрастающий ток $i_{К\text{-}С}(t)$, приводящий к возрастанию напряжения $u_{R\ б}(t) = u_{Б\text{-}З}(t)$, и, как следствие, к еще большему возрастанию тока $i_{К\text{-}С}(t)$, и т. д., что в итоге приводит к резкому "открыванию" структуры БТ и установлению напряжения $u_{К\text{-}С}(t) \cong 0{,}2–0{,}4$ В для ПП-S из Si. Далее, процесс работы ПП-S зависит от степени насыщения $K_{s\ (e)}$ его структуры БТ, который включен по схеме с ОЭ.

Так, при коэффициенте насыщения $K_{s\ (e)} > 2$ ((4), (21)), после завершения процесса полного переключение ПП-S в "открытое" состояние, структура БТ находится в достаточно глубоком насыщении, практически без усилительных свойств, и этим заканчивается переходной процесс, а на выходе $U_{вых}$ устройства $u_{вых}(t) = 0$.

В другом случае, при $K_{s\ (e)} \le 1$, после завершения процесса полного переключение ПП-S в "открытое" состояние, структура БТ находятся в достаточно активном состоянии с хорошими усилительными свойствами и поэтому, спустя определенного времени Δt_1 начинается процесс "закрывания" структура БТ, из-за чего начинается уменьшение тока $i_{К\text{-}С}(t)$, и, как следствие, одновременное уменьшение напряжения $u_{R\ б}(t) = u_{Б\text{-}З}(t)$, и т. д., что в итоге приводит к полному переключению структуры БТ и ПП-S в "закрытое" состояние. Поскольку структура БТ находятся в "почти закрытом" состоянии, т. к. напряжение $u_{Б\text{-}З}(t) \cong I_{К\text{-}С\ o} \cdot R_Б > 0$, то структура БТ находятся в активном состоянии с хорошими усилительными свойствами и поэтому, спустя определенного времени $\Delta\ t_2$ начинается процесс "открывания" структура БТ, из-за чего начинается увеличение тока $i_{К\text{-}С}(t)$, и, как следствие, одновременное увеличение напряжения $u_{R\ б}(t) = u_{Б\text{-}З}(t)$, и т. д., процессы повторяются, а на выходе $U_{вых}$ устройства имеем сигнал $u_{вых}(t)$ типа ВИ с частотой $f_{вых} \approx f_T / h_{21}$ (18), т. е. величина $f_{вых}$ в основном определяется граничной частотой f_T структуры БТ.

В схеме на рис. 153, б, положительная обратная связь реализована при помощи параллельного резонансного L_oC_o- контура, включенного вместо резистора $R_Б$, и поэтому действует в узком диапазоне частот, что обуславливает получения выходного сигнала $u_{вых}(t)$ в виде гармонических колебаний с частотой $f_{вых} \cong 1/[2 \cdot \pi \cdot (L_o \cdot C_o)^{1/2}]$, при условии не насыщенности структуры БТ. В данном случае для обеспечения условие баланса амплитуд, в схему генератора можно ввести отрицательную обратную связь при помощи включения дополнительного резистора $R_Э$ в эмиттерную цепь структуры БТ так, как это показано на рис. 153, б, штриховыми линиями. Заметим, что это самое можно сделать и в схеме, показанной на рис. 153, а.

Далее отметим, что предложенный ПП-S может быть использован в качестве БТ и ПТ, что следует непосредственно из его структуры, и это указывает на широкие функциональные возможности применения ПП-S в различных электронных устройств.

Предложенная структура ПП-S, показанная на рис. 151, а, может быть изготовлена по кремневой (Si) планарной технологии, например, технологическими операциями в следующей последовательности: 1- на одной поверхности диэлектрической подложки 1, например, сапфире, или сильнолегированной полупроводниковой пластинки 1, например, p^+- типа проводимости, выращивается относительно слабого легированный эпитаксиальный полупроводниковый слой 2, например, n- типа; 2- далее, в эпитаксиальном слое 2 при помощи, например, метода диффузии или имплантации формируется общая базовая-затворная область 3, например, p- типа с умеренным уровнем легирования, не доходящее до поверхности подложки 1, и этим создается толщина W_k канала структуры ПТ из условия $d_{pn\ мах} > W_K > d_{pn\ o}$, что обеспечивает изначально открытый канал структуры ПТ; 3- далее, в эпитаксиальном слое 2 при помощи, например, метода диффузии или имплантации с обеих противоположных сторон области 3 формируются подконтактные сильнолегированные области 5 и 6, а в другом варианте и дополнительная область 12, расположенная между областями 5 и 3, и одновременно формируется эмиттерная область 4, например, n^+- типа, не доходящее до дна области 3 и этим создается толщина W_B базы структуры БТ из условия $W_B < L_{d\ (B)}$; 4- далее, методом,

например, диффузии или имплантации в базовой-затворной области 3 рядом с эмиттерной областью 4 формируется подконтактная сильнолегированная область 7, например, p^+ типа; 5- процесс изготовления предложенного ПП-S завершается формированием, например, методом вакуумного напыления металла, например, Al, омических контактов Э – эмиттера (8), Б-З – базы-затвора (9), К-И – коллектора- истока (10) и К-С – коллектора-стока (11) к соответствующим полупроводниковым областям 4, 7, 10 и 6.

5.27. Полупроводниковый оптоэлектронный коммутатор (“ключ”)

Продольной разрез структуры предложенного полупроводникового оптоэлектронного коммутатора (ПОЭК), принципиальная электрическая схема его включения и возможные варианты схемотехнического обозначения ПОЭК для n-p-n и p-n-p структур показаны на рис. 154, а–в.

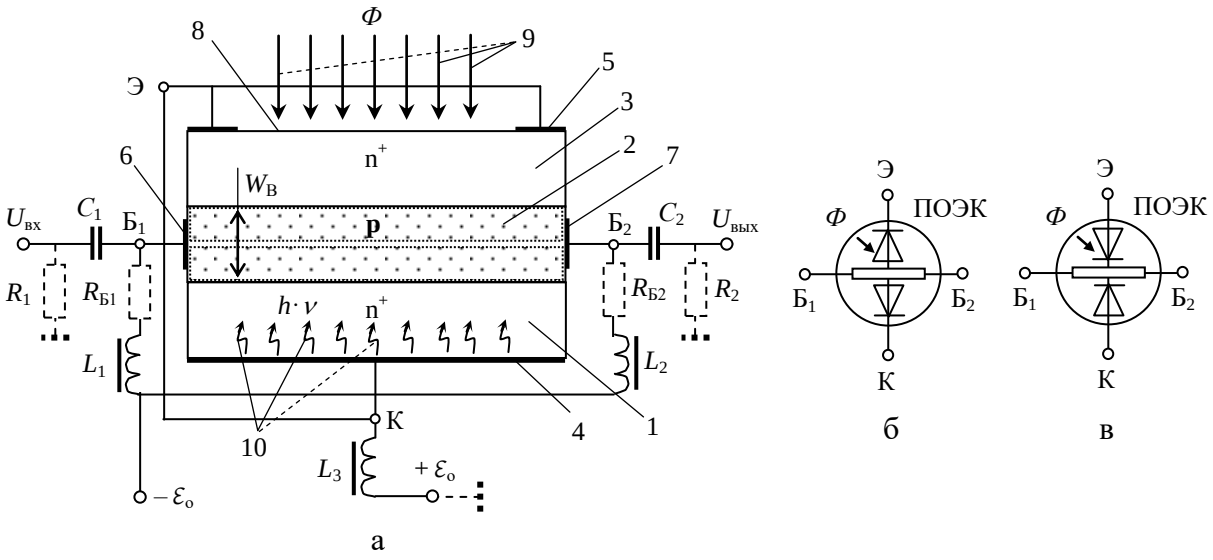


Рис. 154. Продольной разрез планарной структуры предложенного ПОЭК с принципиальной электрической схемой его включения (а) и возможные варианты схемотехнического обозначения ПОЭК (б) – n-p-n типа, (в) – p-n-p типа, здесь цифрами обозначено: 1 – слой коллектора К, например, n^+- типа; 2 – слой базы Б p- типа; 3 – слой эмиттера Э n^+- типа; 4 – омический контакт – вывод коллектора К и одновременно выполняет роль оптического зеркала для отражения фотонов ($h\cdot\nu$) 10; 5 – кольцеобразный омический контакт эмиттера Э; 6, 7 – базовые контакты $Б_{1,2}$; 8 – оптическое окно для освещения $Ф$ (9)

Из рис. 154, а, видно, что сущность предложения заключается в использовании структуры СМ (рис. 38), например, n-p-n типа проводимости, в качестве ОЭК. Для этого одна из крайних полупроводниковых областей 1 или 3, например, 3, сделана прозрачной – с оптическим окном 8 на ее поверхности для оптического ($h\cdot\nu$) (9) воздействия. Другая крайнее область 1 сделана с отражающей оптического излучения ($h\cdot\nu$) (10) поверхностью 4, причем плоскости обеих поверхностей 8 и 4 параллельны плоскостям параллельных p-n переходов 2-3 и 2-1 структуры ПОЭК. Структура ПОЭК снабжена соответствующими омическими контактами 4 – непрозрачного коллектора К к области 1, прозрачного эмиттера Э к области 3, и двумя контактами $Б_{1,2}$ (6, 7) к базовой области 2. Для использования ключевых свойств ПОЭК, его базовые выводы $Б_1$ (6) и $Б_2$ (7) являются входом-выходом устройства, например, $Б_1$ – $U_{вх}$, а $Б_2$ – $U_{вых}$, или наоборот, причем клеммы $U_{вх}$ и $U_{вых}$ к соответствующим выводам $Б_{1,2}$ подключены через соответствующие

разделительные конденсаторы $C_{1,\ 2}$. При необходимости клеммы $U_{вх}$ и $U_{вых}$ соединены с соответствующими “заземленными” резисторами $R_{1,\ 2}$, при помощи которых осуществляется согласование входного $R_{вх}$ и выходного $R_{вых}$ сопротивлений ПОЭК с СВЧ-трактами входа $U_{вх}$ и выхода $U_{вых}$. Базовые выводы $Б_{1,\ 2}$ через СВЧ- дроссели $L_{1,\ 2}$, а при необходимости и через последовательно включенные соответствующие резисторы $R_{Б1,\ Б2}$, что на рис. 154, а, показано штриховыми линиями, соединены между собой и подключены к источнику постоянного напряжения $\mathcal{E}_o$. При этом выводы Э и К соединены между собой непосредственно и через СВЧ- дроссель L_3 подключены к другому полюсу источника постоянного напряжения $\mathcal{E}_o$. Полярность включения источника постоянного напряжения $\mathcal{E}_o$ должна соответствовать обратному смещению p-n переходов 2-3 и 2-1 структуры ПОЭК, что показано на рис. 154, а. При необходимости один из полюсов, например +, источника $\mathcal{E}_o$ может быть “заземлен” – соединен с ОШ устройства, что на рис. 154, а, показано штриховыми линиями.

Устройство, показанное на рис. 154, а, работает следующим образом.

Включается источник $\mathcal{E}_o$ постоянного обратного смещения на p-n переходов 2-3 и 2-1 структуры ПОЭК. Величина напряжения $\mathcal{E}_o$ устанавливается из условия обеспечения полного перекрытия базовой области 2 соответствующими ООЗ этих p-n переходов, причем ООЗ на рис. 154, а, показаны соответствующими точечными фонами. При этом условии величина коммутируемого сопротивлении $R_{ББ}(t)$ между выводами $Б_{1,\ 2}$ ПОЭК получается максимальной величины – $R_{ББ\ мах}$ – сотни килоом и более. Поэтому, при наличии сигнала $u_{вх}(t)$ на входе $U_{вх}$, на выходе $U_{вых}$ устройства выходной сигнал $u_{вых}(t) = 0$. В определенный момент t_o времени на ПОЭК через оптическое окно 8 подается короткий импульс $\Phi(t)$ света с энергией $E_\nu = h\cdot\nu$ фотонов из условия $E_\nu \geq \Delta E_g$, при которой происходит оптическая генерация ЭДП в структуре ПОЭК. Это приводит к резкому уменьшению величины сопротивлении $R_{ББ}(t)$ до минимального значения $R_{ББ\ min}$ – десятки ом и менее, определяемого величиной светового потока $\Phi(t)$ в импульсе и геометрическими размерами структуры ПОЭК. При этом, во время Δt действия освещения $\Phi(t)$ и при наличии сигнала $u_{вх}(t)$ на входе $U_{вх}$, на выходе $U_{вых}$ выходной сигнал $u_{вых}(t) = K_u\cdot u_{вх}(t)$, здесь $K_u \cong R_2/(R_{ББ\ min} + R_2)$ – коэффициент передачи напряжения $u_{вх}(t)$. После прекращения действия оптического импульса $\Phi(t)$, сопротивление $R_{ББ}(t)$ резко увеличивается до максимальной величины $R_{ББ\ мах}$ и выходной сигнал $u_{вых}(t) = 0$. Таким образом, во время постоянного действия входного сигнала $u_{вх}(t)$, на выходе $U_{вых}$ устройства выходной сигнал $u_{вых}(t)$ снимается только во время Δt действия оптического облучения $\Phi(t)$. При достаточно коротких импульсов $\Phi(t)$, когда их длительность $\Delta t_\Phi < t_{r,\ f}/5$ – длительности фронтов и спадов выходного сигнала $u_{вых}(t)$, предложенный ПОЭК может быть использован в качестве стробирующего устройства в СВЧ-стробоскопических осциллографах, в СВЧ- УВХ и в формирователях СВЧ-радиоимпульсов. Далее отметим, что оптическая чувствительность ПОЭК увеличена путем создания эффекта зеркального отражения прошедших фотонов ($h\cdot\nu$) 10 через структуру ПОЭК, которые отражаются от зеркала 4, роль которого выполняет сплошной омический контакт К (4). Еще большее оптическая чувствительность ПОЭК достигается путем увеличения напряжения $\mathcal{E}_o$ до величины, близкой к лавинному пробою p-n переходов 2-3 и 2-1 структуры ПОЭК, для чего толщина W_B активной базовой области 2 структуры ПОЭК делается из условия $2\cdot d_{pn\ мах} \approx W_B > 2\cdot d_{pn\ o}$.

На рис. 155 показан продольной разрез (а) планарной конструкции структуры предложенного ПОЭК, с разрезом вдоль базовой области через контакты $Б_1$-$Б_2$, поперек ее (б), относительно линии симметрии контактов $Б_1$-$Б_2$, с разрезом через центр эмиттерной области 3, и планарный вид (в) расположения областей и омических контактов на поверхности полупроводниковой структуры ПОЭК.

Из рис. 155 видно, что в планарном варианте конструкция ПОЭК сделана с изолированной активной базовой областью 18, из-за чего устранен эффект шунтирования сопротивления $R_{ББ}$ сравнительно малыми сопротивлениями пассивных базовых областей

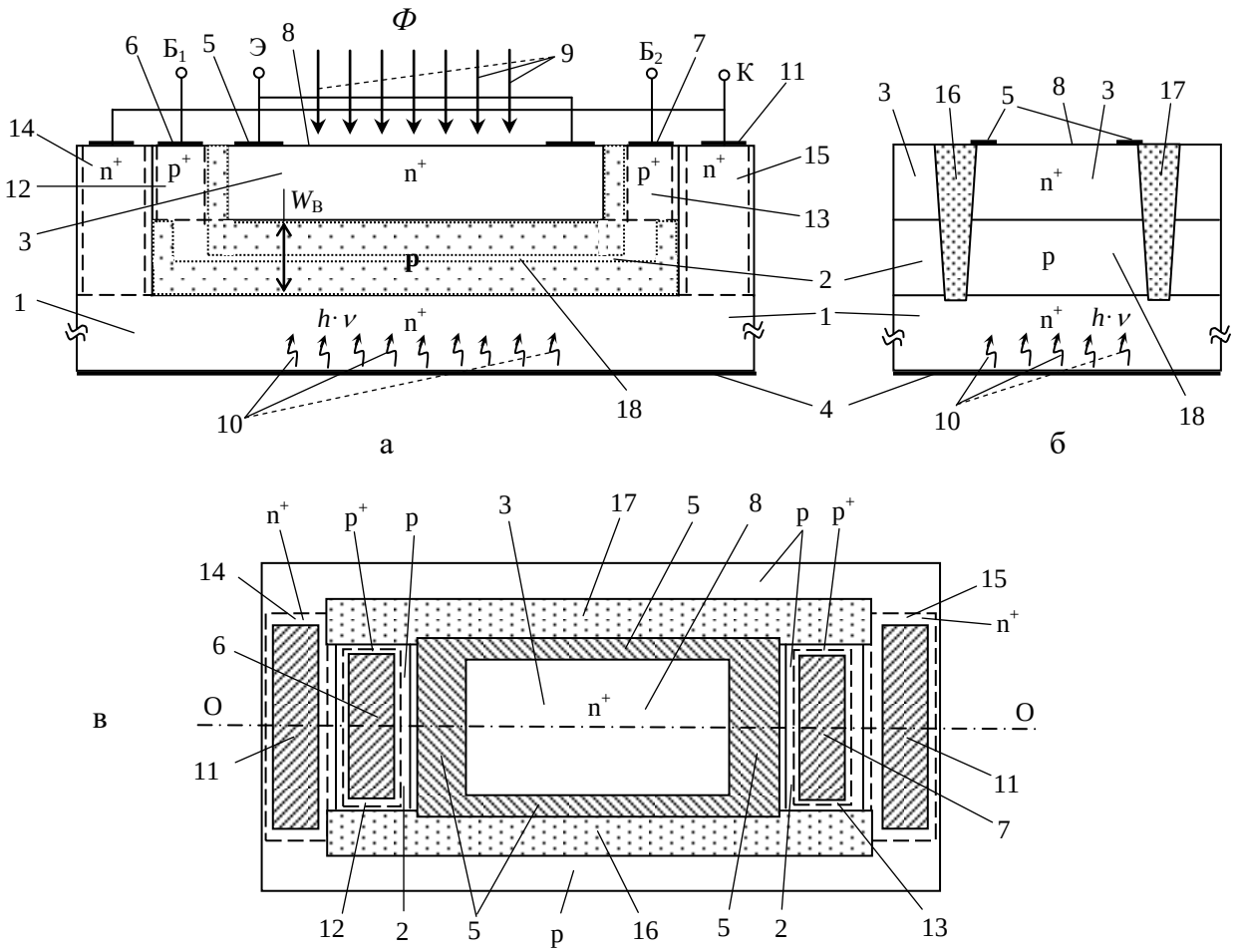


Рис. 155. Разрез планарной конструкции структуры предложенного ПОЭК, здесь: а – разрез вдоль базовой области $Б_1$-$Б_2$ по оси О-О; б – поперек оси О-О по центру эмиттерной области 3; в – планарный вид расположения областей и омических контактов на поверхности ПОЭК. Здесь цифрами обозначено: 1 – подложка, например, сильнолегированная пластина n^+-типа, выполняющая роль области коллектора К; 2 – эпитаксиальный слой умеренного легирования р- типа, выполняющий роль слоя базы; 3–10 – обозначения соответствуют указанным на рис. 154, а; 11 – омический контакт планарного коллектора К на поверхности ПОЭК; 12, 13 – сильнолегированные подконтактные области p^+- типа контактов $Б_{1, 2}$; 14, 15 – сильнолегированные подконтактные области n^+- типа контакта планарного коллектора К; 16, 17 – глубокие изолирующие области, например, SiO_2, формирующие активную базовую область 18

2. Далее отметим, что предложенный ПОЭК может быть использован и в схеме генератора сигналов $u_{вых}(t)$, например так, как это показано на рис. 156.

Из рис. 156 видно, что, для получения генерации, второй базовый вывод $Б_2$ соединен с “заземленным” резистором $R_н$ нагрузки, и через разделительный конденсатор C_1 подключен к выходу $U_{вых}$ устройства, а первый вывод базы $Б_1$ соединен с источником постоянного напряжения $\mathcal{E}_o$ питания, второй полюс которого соединен с ОШ устройства, причем выводы Э и К соединены между собой и через последовательно соединенные ограничивающий резистор R и параллельный резонансный LC- контур подключены к ОШ устройства.

Устройство, показанное на рис. 156 работает следующим образом.

Включается источник $\mathcal{E}_o$ постоянного обратного смещения на p-n переходах 2-3 и 2-1 структуры ПОЭК, и величина этого напряжения $\mathcal{E}_o$ устанавливается из условия

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

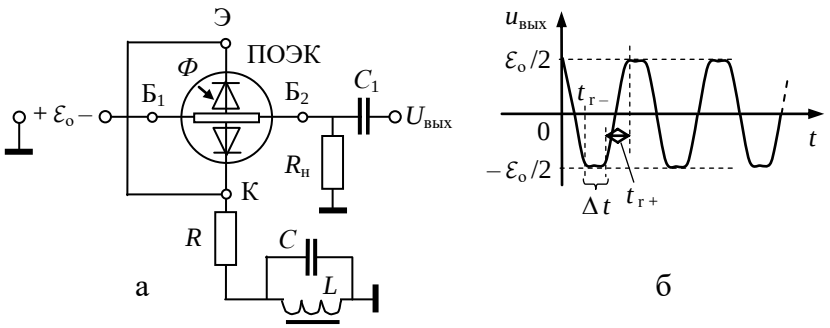


Рис. 156. Возможный вариант электрической схемы включения предложенного ПОЭК в схеме генератора сигналов $u_{вых}(t)$

обеспечения лавинного пробоя этих p-n переходов – $|\mathcal{E}_o| > U_{pn\ max}$ – напряжение пробоя p-n переходов 2-3 и 2-1. В момент $t_o = 0$ происходит пробой p-n переходов 2-3 и 2-1 ПОЭК, и в его активной базе 18 лавинообразно увеличивается ЭДП. Поэтому резко уменьшается сопротивление $R_{ББ}(t_o) \Rightarrow R_{ББ\ min}$, и через резистор $R_н$ нагрузки резко увеличивается выходной ток $i_{вых}(t)$ с амплитудой $I_{o\ вых} \cong \mathcal{E}_o / R_н$. При этом на выходе $U_{вых}$ устройства формируется крутой фронт $t_{г\ –}$ выходного сигнала $u_{вых}(t)$ с отрицательной полярностью, и с амплитудой $U_{o\ вых} \cong \mathcal{E}_o$. После определенного времени $\Delta t \cong l_{прл} / v_{дрф\ (p,\ n)}$ заканчивается рассасывание ЭДП и ток $i_{вых}(t)$ через резистор $R_н$ нагрузки резко уменьшается практически до нуля. При этом на выходе $U_{вых}$ устройства формируется крутой фронт $t_{г\ +}$ выходного напряжения $u_{вых}(t)$ с положительной полярностью, и с амплитудой $\mathcal{E}_o$. При этом в момент $(t_{г\ –} + \Delta t + t_{г\ +})$ времени происходит повторный лавинный пробой p-n переходов 2-3 и 2-1 ПОЭК, и переходные процессы повторяются, а на выходе $U_{вых}$ устройства формируется последовательность ВИ с частотой $f_{вых} \cong 1/(t_{г\ –} + 2 \cdot \Delta t + t_{г\ +})$. Здесь отметим, что резонансный LC- контур (рис. 156) настраивается на резонансную частоту $f_o \cong 1/[2 \cdot \pi \cdot (L \cdot C)^{1/2}] \cong f_{вых}$, что повышает развеску между цепями $Б_1$-$Б_2$ и Э-К. Далее отметим, что предложенный ПОЭК может управляться одновременной подаче сигналов $u_{вх}(t)$, $\Phi(t)$ и $u_\varepsilon(t)$ – при замене источника $\mathcal{E}_o$. В этом случае на выходе $U_{вых}$ имеем комбинационный сигнал $u_{вых}(t)$, амплитуда $U_{o\ вых}$ и частотный спектр $f_{вых}$ которого является сложной функцией воздействий – $U_{o\ вых}(U_{o\ вх}, \Phi_o, U_{o\ \varepsilon})$ и $f_{вых}(f_{o\ вх}, f_Ф, f_\varepsilon)$.

Предложенная планарная структура ПОЭК, показанная на рис. 155, может быть изготовлена по кремневой (Si) планарной технологии, например, технологическими операциями в следующей последовательности: 1- на одной поверхности исходной сильнолегированной пластинке – подложке 1, например, n^+ типа, выполняющей функцию коллектора К, выращивается относительно слабого легированный эпитаксиальный слой 2, например, p- типа, выполняющий функцию базы 2; 2- далее, в эпитаксиальном слое 2 при помощи, например, метода диффузии или имплантации формируется сильнолегированная область 3 эмиттера Э n^+- типа, не доходящее до поверхности подложки 1, и этим создается толщина W_B активной базовой области 2 структуры ПОЭК из условия – $2 \cdot d_{pn\ мах} \approx W_B > 2 \cdot d_{pn\ o}$; 3 – далее, в эпитаксиальном слое 2 на противоположных сторонах области 3 эмиттера Э при помощи, например, метода диффузии или имплантации формируются сильнолегированные подконтактные области 12 и 13 p^+ типа; 4- далее, в эпитаксиальном слое 2 на противоположных сторонах областей 12, 13 при помощи, например, метода глубокой диффузии или имплантации формируются сильнолегированные подконтактные области 14 и 15 n^+- типа; 5 – далее, вдоль базовой области 2, по направлению $Б_1$-$Б_2$, между областями 14 и 15, симметрично продольной оси О-О ПОЭК, вытравливаются глубокие канавки с глубиной до области 1 и чуточки более, которые могут заполняться изолирующим материалом, например, SiO_2; 6- процесс завершается формированием, например, методом вакуумного напыления металла, например, Al, омический контакт К (4) – отражающее оптическое зеркало, и контакты 11 в планарном варианте, контакт 5

эмиттера Э, контакты 6 и 7 базовых выводов $Б_{1,2}$.

5.28. Модифицированные структуры СПТ

В параграфах 4.10 и 5.21 при рассмотрении транзисторных эквивалентных схем СМ и вариантов схем их управления была показана идея повышения эффективности работы СПТ, с целью получения максимального дифференциального выходного напряжения $\Delta U_{н\,max}$ между коллекторами $БТ_{1,2}$ в СПТ.

На рис. 157, а, показана классическая структура СПТ на основе, например, $БТ_{1,2}$.

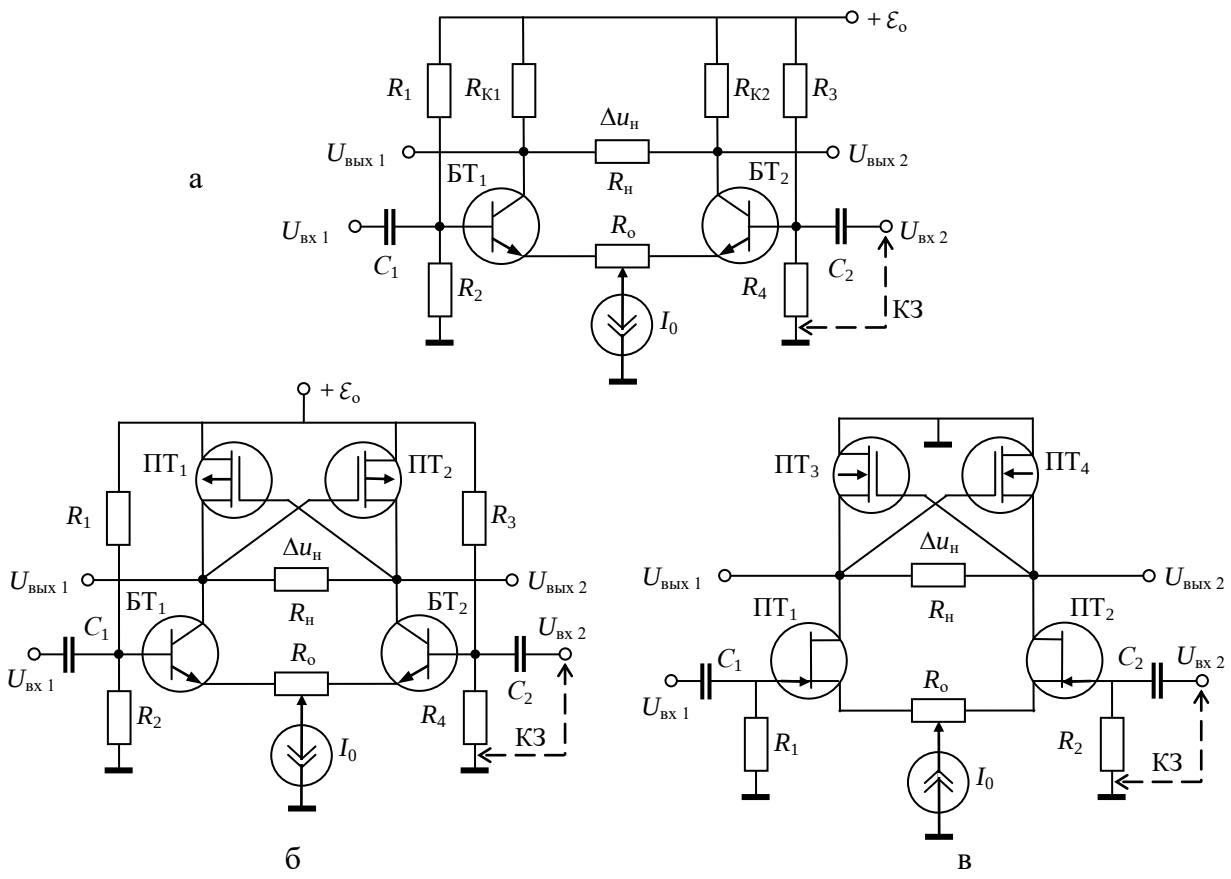


Рис. 157. Классическая структура СПТ на основе $БТ_{1,2}$ (а) и ее модифицированный вариант (б), с применением $ПТ_{1,2}$ в качестве управляемых нагрузок в цепях соответствующих коллекторов $БТ_{1,2}$, и другой вариант модификации СПТ на основе применения только ПТ (в)

В классической схеме СПТ, показанной на рис. 157, а, выходные сигналы $u_{вых\,1,2}(t)$ с соответствующих выходов $U_{вых\,1,2}$ устройства снимаются относительно "земли" – ОШ устройства, а амплитудные значения $U_{о\ вых\ 1}$ и $U_{о\ вых\ 2}$ этих сигналов $u_{вых\,1,2}(t)$, соответственно, определяются постоянными значениями $\mathcal{E}_о$ и $I_о$ источника $\mathcal{E}_0$ постоянного напряжения питания, и источника I_0 постоянного тока $I_о$. Нетрудно показать, что, например, при полностью "закрытом" $БТ_1$ и полностью "открытом" $БТ_2$, постоянные значения $U_{1\,о,2\,о}$ напряжений на соответствующих выходах $U_{вых\,1,2}$ СПТ определяются следующими выражениями:

$$U_{1\,о} = \mathcal{E}_о - [I_о \cdot h_{21\,о\,В\,(2)}\, R_{К\,1} \cdot R_{К\,2}/(R_{К\,1} + R_{К\,2} + R_н)] =$$

$$= \mathcal{E}_о - [I_о \cdot h_{21\,о\,В\,(2)}\, R_К^{\,2}/(2 \cdot R_К + R_н)], \qquad (174)$$

$$U_{2\,о} = \mathcal{E}_о - [I_о \cdot h_{21\,о\,В\,(2)}\, R_{К\,2} \cdot (R_{К\,1} + R_н)/(R_{К\,1} + R_{К\,2} + R_н)] =$$

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

$$= \mathcal{E}_{\text{o}} - [I_{\text{o}} \cdot h_{21\,\text{o B (2)}}\, R_{\text{K}} \cdot (R_{\text{K}} + R_{\text{н}})/(2 \cdot R_{\text{K}} + R_{\text{н}})], \qquad (175)$$

здесь $h_{21\,\text{o B (2)}}$ – статическое значение коэффициента $\boldsymbol{h}_{21\,\text{B (2)}}$ передачи эмиттерного тока I_{E} БТ_2 в схеме с ОБ, а последние выражения написаны при условии $R_{\text{K}\,1} = R_{\text{K}\,2} = R_{\text{K}}$.

Аналогично, при полностью "закрытом" БТ_2 и полностью "открытом" БТ_1, постоянные значения $U_{1\,\text{o},\,2\,\text{o}}$ напряжений на соответствующих выходах $U_{\text{вых}\,1,\,2}$ СПТ определяются следующими выражениями:

$$U_{1\,\text{o}} = \mathcal{E}_{\text{o}} - [I_{\text{o}} \cdot h_{21\,\text{o B (1)}}\, R_{\text{K}\,1} \cdot (R_{\text{K}\,2} + R_{\text{н}})/(R_{\text{K}\,1} + R_{\text{K}\,2} + R_{\text{н}})] =$$

$$= \mathcal{E}_{\text{o}} - [I_{\text{o}} \cdot h_{21\,\text{o B (1)}}\, R_{\text{K}} \cdot (R_{\text{K}} + R_{\text{н}})/(2 \cdot R_{\text{K}} + R_{\text{н}})], \qquad (176)$$

$$U_{2\,\text{o}} = \mathcal{E}_{\text{o}} - [I_{\text{o}} \cdot h_{21\,\text{o B (1)}}\, R_{\text{K}\,1} \cdot R_{\text{K}\,2}/(R_{\text{K}\,1} + R_{\text{K}\,2} + R_{\text{н}})] =$$

$$= \mathcal{E}_{\text{o}} - [I_{\text{o}} \cdot h_{21\,\text{o B (1)}}\, R_{\text{K}}^2/(2 \cdot R_{\text{K}} + R_{\text{н}})], \qquad (177)$$

здесь $h_{21\,\text{o B (1)}}$ – статическое значение коэффициента $\boldsymbol{h}_{21\,\text{B (1)}}$ передачи эмиттерного тока I_{E} БТ_1 в схеме с ОБ, а последние выражения также написаны при условии $R_{\text{K}\,1} = R_{\text{K}\,2} = R_{\text{K}}$.

Значения постоянных напряжений $U_{1\ \text{o},\ 2\ \text{o}}$ меняются с изменением состояний транзисторов $\text{БТ}_{1,\ 2}$ под действием напряжений входных сигналов $u_{\text{вх}\ 1,\ 2}(t)$ на входах $U_{\text{вх}\,1,\,2}$ управления СПТ. В общем случае входные сигналы $u_{\text{вх}\,1,\,2}(t)$ могут быть разные, а именно, с разной амплитудой ($U_{\text{o вх}\,1} \neq U_{\text{o вх}\,2}$), с разной частотой ($\omega_{\text{вх}\,1} \neq \omega_{\text{вх}\,2}$) и с разной фазой ($\varphi_{\text{вх}\ 1} \neq \varphi_{\text{вх}\ 2}$). Однако наиболее часто СПТ работает в режиме управления парафазным сигналом, когда $u_{\text{вх}\ 1}(t) = -u_{\text{вх}\ 2}(t)$, что соответствует разности фаз $\Delta\varphi_{\text{вх}} =$ $= |\varphi_{\text{вх}\ 1} - \varphi_{\text{вх}\ 2}| = \pi$ рад или 180^{o}. В этом случае транзисторы $\text{БТ}_{1,\ 2}$ под действием парафазного напряжения $\Delta u_{\text{вх}}(t) = u_{\text{вх}\ 1}(t) - (-u_{\text{вх}\ 2}(t)) = 2 \cdot u_{\text{вх}\,1,\,2}(t)$, меняют свои состояния противофазно – когда один "закрывается", другой в то время "открывается", и наоборот. При этом на дифференциальной нагрузке $R_{\text{н}}$ (рис. 157, а) снимается выходное дифференциальное напряжение $\Delta u_{\text{н}}(t) = u_{\text{вых}\ 1}(t) - (-u_{\text{вых}\ 2}(t)) = 2 \cdot u_{\text{вых}\,1,\,2}(t)$, максимальная амплитуда $\Delta U_{\text{н max}}$ которой определяется из выражений (174)–(177) следующим образом:

$$\Delta U_{\text{н max}} = U_{1\,\text{o}} - U_{2\,\text{o}} = \mathcal{E}_{\text{o}} - [I_{\text{o}} \cdot h_{21\,\text{o B (2)}}\, R_{\text{K}}^2/(2 \cdot R_{\text{K}} + R_{\text{н}})] -$$

$$- \mathcal{E}_{\text{o}} - [I_{\text{o}} \cdot h_{21\,\text{o B (2)}}\, R_{\text{K}} \cdot (R_{\text{K}} + R_{\text{н}})/(2 \cdot R_{\text{K}} + R_{\text{н}})] =$$

$$= \pm I_{\text{o}} \cdot h_{21\,\text{B (2, 1)}}\, R_{\text{K}} \cdot R_{\text{н}}/(2 \cdot R_{\text{K}} + R_{\text{н}}), \qquad (178)$$

здесь знак "±" зависит от состоянии транзисторов $\text{БТ}_{1,\ 2}$, а именно "+", когда транзистор БТ_1 "заперт", а БТ_2 "открыт", и "–", когда транзистор БТ_2 "заперт", а БТ_1 "открыт".

Из (178) видно, что величина $\Delta U_{\text{н max}}$ не зависит от напряжения $\mathcal{E}_{\text{o}}$, а зависит от величин сопротивлений резисторов R_{K} и $R_{\text{н}}$, и эта зависимость показана на рис. 158 кривыми $\Delta U_{\text{н max}}(R_{\text{K}})$, полученными по формуле (178) при заданной постоянной величины сопротивления дифференциальной нагрузки $R_{\text{н}}$.

Из рис. 158 видно, что значения $\Delta U_{\text{н max}}(R_{\text{K}})$ с увеличением R_{K} возрастают, и это убедительно указывает на необходимость модернизировать схему СПТ, с целью реализации этой возможности – получения максимальных значений $\Delta U_{\text{н max}}$ при сохранении работоспособности СПТ. Схемотехнический вариант решения этой проблемы показан на рис. 157, б, откуда видно, что в качестве резисторов R_{K} нагрузки в цепях коллекторов транзисторов $\text{БТ}_{1,\ 2}$ включены полевые транзисторы $\text{ПТ}_{1,\ 2}$, соответственно. Из всех видов ПТ наиболее подходящим для обеспечения работоспособности СПТ является МДП (МОП) транзисторы, обладающие гальванической развязки в цепи затвора. Поэтому в модифицированной схеме СПТ (рис. 157, б) включены МДП транзисторы $\text{ПТ}_{1,\,2}$ со встроенными каналами, тип проводимости которых зависит от типа проводимости применяемых БТ в схеме СПТ. В случае применения БТ n-p-n типа проводимости, в модифицированной схеме СПТ (рис. 158, б) включаются МДП транзисторы $\text{ПТ}_{1,\ 2}$ со встроенными каналами p- тип проводимости.

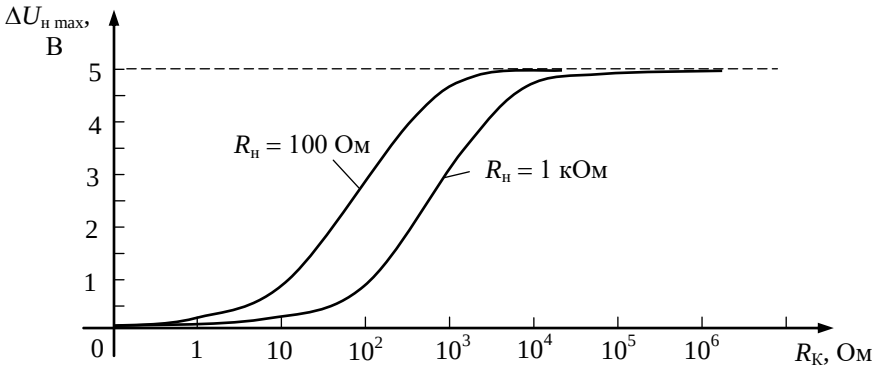


Рис. 158. Расчитанные по формуле (178) кривые $\Delta U_{н\,max}(R_К)$ при заданной постоянной величине $R_н$, и при заданных параметрах: $I_о$ = 10 мА, $h_{21\,о\,В\,(2,\,1)}$ = 0,98, причем значения $\Delta U_{н\,max}(R_К)$, при $R_н$ = 100 Ом, умножены на 10

На рис. 157, б, показанная модифицированная схема СПТ работает следующим образом.

Включаются источники $\mathcal{E}_0$ и I_0, и под действием напряжения $\mathcal{E}_о$ и постоянного тока $I_о$ схема СПТ приводится в нормальное рабочее состояние – рабочие точки транзисторов $БТ_{1,\,2}$ при помощи соответствующих резисторных $R_1 \| R_2$ и $R_3 \| R_4$ делителей напряжения $\mathcal{E}_о$ устанавливаются в середине их НЛ, а при помощи потенциометра $R_о$ СПТ устанавливается в сбалансированное состояние, когда $U_{1\,о} \cong U_{2\,о}$ и $\Delta U_н \cong 0$. При этих условиях напряжения $U_{ЗИ\,1} \cong U_{ЗИ\,2} \cong 0$, и поэтому транзисторы $ПТ_{1,\,2}$ находятся в нормально "открытых" состояниях, здесь $U_{ЗИ\,1,\,2}$ – напряжение между затвором $З_{1,\,2}$ и истоком $И_{1,\,2}$ соответствующего $ПТ_{1,\,2}$. В исходном состоянии через нормально "открытые" $ПТ_{1,\,2}$ текут почти одинаковые токи стоков $I_{С\,1,\,2} \cong I_о \cdot h_{21\,о\,В\,(2,\,1)}/2 = I_{К1,\,2}$, здесь $I_{К\,1,\,2}$ – токи коллекторов $БТ_{1,\,2}$, соответственно. При подаче, например, дифференциальное входное напряжение $\Delta u_{вх}(t)$ с полярностью, например, + на вход $U_{вх\,1}$ и – на вход $U_{вх\,2}$, под действием этого напряжения транзистор $БТ_1$ "открывается", а транзистор $БТ_2$ "закрывается". Поэтому сопротивление $R_{КЭ\,1}$ между выводами К-Э $БТ_1$ уменьшается, а сопротивление $R_{КЭ\,2}$ между выводами К-Э $БТ_2$ увеличивается, из-за чего нарушатся баланс СПТ, и ток $I_{К\,1}$ увеличивается на величину $\Delta I_К$, а ток $I_{К\,2}$ уменьшается на ту же величину $\Delta I_К$, причем сохраняется баланс токов: $I^*_{К\,1} + I^*_{К\,2} = I_о \cdot h_{21\,о\,В\,(2,\,1)} = \text{const}$, здесь: $I^*_{К1} = I_{К\,1} + \Delta I_К$; $I^*_{К\,2} = I_{К\,2} - \Delta I_К$. Из-за разбаланса СПТ, напряжение $\Delta u_н(t) \neq 0$, и в рассматриваемом случае $\Delta U_н = U_{1\,о} - U_{2\,о} < 0$, т. е. потенциал коллектора $БТ_1$ становится отрицательным относительно потенциала коллектора $БТ_2$. Поэтому напряжение $U_{ЗИ\,1} > 0$, а напряжение $U_{ЗИ\,1} < 0$, из-за чего транзистор $ПТ_1$ "прикрывается", а транзистор $ПТ_2$ "приоткрывается". Вследствие этого часть тока $I_{С\,2}$ ответвляется через резистор $R_н$ на коллектор $БТ_1$, что и обеспечивает увеличение тока $I_{К\,1}$, а тем самым и уменьшение тока $I_{К\,2}$. С дальнейшем возрастанием амплитуды $\Delta U_{о\,вх}$ напряжения $\Delta u_{вх}(t)$, транзисторы $БТ_2$ и $ПТ_1$ полностью "закрываются", а транзисторы $БТ_1$ и $ПТ_2$ полностью "открываются", из-за чего ток $I_{С\,1} = 0$, ток $I_{С\,2} = I_о \cdot h_{21\,о\,В\,(2,\,1)}$, ток $I_{К\,2} = 0$, а ток $I_{К\,1} = I_о \cdot h_{21\,о\,В\,(2,\,1)}$. Таким образом получаем, что через резистор $R_н$ течет ток $I_н$ с максимально возможной величиной $I_{н\,max} = I_о \cdot h_{21\,о\,В\,(2,\,1)}$, и при этом напряжение $\Delta u_н(t)$ тоже получается с максимально возможной амплитудой $\Delta U_{н\,max} = R_н \cdot I_о \cdot h_{21\,о\,В\,(2,\,1)}$. Аналогично, при подаче дифференциальное входное напряжение $\Delta u_{вх}(t)$ с полярностью – на вход $U_{вх\,1}$ и + на вход $U_{вх\,2}$, под действием этого напряжения транзистор $БТ_2$ "открывается", а транзистор $БТ_1$ "закрывается", и на резисторе $R_н$ тоже получаем напряжение $\Delta u_н(t)$ с максимально возможной амплитудой $\Delta U_{н\,max}$ другой полярности.

Далее отметим, что хотя напряжение $\mathcal{E}_о$ питания явным образом не входит в

выражение (178) для определения величины $\Delta U_{\text{н max}}$, однако величина $\mathcal{E}_{\text{o}}$ в схеме СПТ играет важную роль, т. к. от нее значения зависит максимальная величина $I_{\text{o max}}$ тока I_{o} источника I_0 постоянного тока. Это связано с тем, что нормальная работа $\text{БТ}_{1,\ 2}$ в схеме СПТ возможна при соблюдении условия $|U_{\text{КБ }1,\ 2}| = |U_{\text{R1},\ 3}| \geq 0$ – напряжение между коллектором $\text{К}_{1,\ 2}$ и базой $\text{Б}_{1,\ 2}$ $\text{БТ}_{1,\ 2}$ должна бить запирающей полярности для коллекторного p-n перехода. С увеличением токов $I_{\text{RК }1,\ 2}$ через резисторы $R_{\text{К }1,\ 2}$ (рис. 157, а) напряжения $U_{\text{RК }1,\ 2}$ на резисторах $R_{\text{К1},\ 2}$ увеличиваются и при этом являются одинаковой полярности к напряжениям $U_{\text{R1},\ 3}$ на соответствующих резисторах $R_{1,\ 3}$. Поэтому из рис. 157, а, видно, что для упомянутых напряжений имеем следующее выражение:

$$U_{\text{КБ }1,\ 2} = U_{\text{R }1,\ 3} - U_{\text{RК }1,\ 2}, \tag{179}$$

и из (179) следует, что с возрастанием токов $I_{\text{RК }1,\ 2}$, напряжения $U_{\text{КБ }1,\ 2} \Rightarrow 0$.

Максимальное значение $I_{\text{RК max}}$ тока $I_{\text{RК}}$, при котором $U_{\text{КБ }1,\ 2} = 0$, определяет максимальное значение $I_{\text{o max}} = I_{\text{RК max}}$ тока I_{o} источника I_0 постоянного тока. Если ток $I_{\text{o}} > I_{\text{o max}}$, то это приводит к ситуации, при которой $|U_{\text{RК }1,\ 2}| > |U_{\text{R }1,\ 3}|$, и поэтому "открытый" транзистор $\text{БТ}_{1,\ 2}$ насыщается, т. к. его коллекторный p-n переход смещается в прямом направлении, а этот режим работы $\text{БТ}_{1,\ 2}$ в схеме СПТ недопустим. Отсюда, на основе условия $|U_{\text{RК }1,\ 2}| = |U_{\text{R }1,\ 3}|$, из рис. 157, а, при условии, что, например, БТ_1 полностью "закрыт", а БТ_2 полностью "открыт", можно написать очевидное равенство:

$$I_{\text{o max}} \cdot h_{21\ \text{o B}\ (2,\ 1)} \cdot R_{\text{К }2} \cdot (R_{\text{К }1} + R_{\text{н}})/(R_{\text{К }1} + R_{\text{К }2} + R_{\text{н}}) = \mathcal{E}_{\text{o}} \cdot R_3/(R_3 + R_4),$$

и отсюда находим значение $I_{\text{o max}}$:

$$I_{\text{o max}} \leq \mathcal{E}_{\text{o}} \cdot R_{1,\ 3} \cdot (2 \cdot R_{\text{К}} + R_{\text{н}})/[h_{21\ \text{o B}\ (2,\ 1)} \cdot R_{\text{К}} \cdot (R_{\text{К}} + R_{\text{н}}) \cdot (R_{1,\ 3} + R_{2,\ 4})], \tag{180}$$

здесь окончательный вид выражения для величины $I_{\text{o max}}$ представлен при допущенных условиях: $R_{\text{К }1} = R_{\text{К }2} = R_{\text{К}}$, $R_1 = R_3 = R_{1,\ 3}$, $R_2 = R_4 = R_{2,\ 4}$ и $h_{21\ \text{o B}\ (1)} = h_{21\ \text{o B}\ (2)} = h_{21\ \text{o B}\ (2,\ 1)}$.

Очевидно, что кроме выполнения условия (180), величина тока $I_{\text{o max}}$ должна удовлетворят дополнительное условие $I_{\text{o max}} < I_{\text{К max}}$ – максимальный (предельный) ток коллектора применяемых $\text{БТ}_{1,\ 2}$ в схеме СПТ. Также очевидно, что условие (180) применима и для модифицированной схемы СПТ (рис. 157, б) с заменой $R_{\text{К}}$ на $R_{\text{СИ}}$ – сопротивление между выводами сток-исток $\text{ПТ}_{1,\ 2}$, причем, в режиме полного "открытия" $\text{ПТ}_{1,\ 2}$, обычно $R_{\text{СИ}} << R_{\text{К}}$, что указывает на возможность работы при больших значениях $I_{\text{К max}}$, а тем самым и получения больших значениях $\Delta U_{\text{н max}}$.

Дальше очевидно, что в модифицированной схеме СПТ (рис. 157, б) в место биполярных транзисторов $\text{БТ}_{1,\ 2}$ могут быть включены полевые транзисторы $\text{ПТ}_{1,\ 2}$ с, например, p-n переходом в качестве затвора З и с нормально открытым каналом, что показано на рис. 157, в.

Из рис. 157, в, видно, что в модифицированной схеме СПТ, построенной только на основе применения ПТ, нет необходимости применения источника постоянного напряжения питания, т. к. ПТ работают только с ОНЗ в канале, и поэтому по существу являются электрически управляемыми резисторами. Поэтому для этой модифицированной схемы СПТ, как и для классической схемы СПТ на основе ПТ, кроме условия – $I_{\text{o max}} < I_{\text{С, И max}}$ – максимальный (предельный) ток стока С или истока И применяемых ПТ, дополнительным условием работоспособности является условие $I_{\text{o max}} < I_{\text{С s max}}$ – максимальный ток насыщения стока ПТ, при величине которого происходит полное перекрытие канала ОПЗ p-n перехода затвора ПТ. Далее отметим, что принцип работы СПТ, показанного на рис. 157, в, соответствует описанному принципу работы СПТ, показанного на рис. 157, б. Под действием парафазного напряжения $\Delta\ u_{\text{вх}}\ (t)$, пара транзисторов, например ПТ_1 и ПТ_4 "закрываются", а другая пара ПТ_2 и ПТ_3 в то же время "открываются", и наоборот. При этом тип проводимости каналов всех ПТ должны быть одинаковыми, например n- типа (рис. 157, в). Очевидно, что $\text{ПТ}_{1,\ 2}$ в схеме СПТ, показанной на рис. 157, в, могут быть заменены МДП (МОП) транзисторами, но и в этом

случае тип проводимости каналов всех ПТ должны быть одинаковыми.

Далее отметим, что парафазное напряжение $\Delta u_{вх}\,(t)$ во всех схемах СПТ может быть реализована при помощи входного сигнала, например $u_{вх\ 1}\,(t)$ подаваемого на вход $U_{вх\ 1}$ относительно ОШ устройства, причем в этом случае второй вход $U_{вх\ 2}$ СПТ через разделительный конденсатор C_2 соединяется с ОШ при помощи КЗ, что на рис. 157 показано штриховой линией.

5.29. Логический элемент “ИИ” на основе транзисторов

ЛЭ- “ИИ” (ЛЭ- “ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ”) является одним из основных – базовым элементом вычислительной техники, т. к. на эго основе строится основной узел цифровой вычислительной машины – компьютера, а именно вычислительный процессор и основной его элемент – цифровой сумматор. Как правило, принципиальная схема ЛЭ- “ИИ” строится на основе схем элементарных – основных ЛЭ- “НЕ”, “И” и “ИЛИ”. Поэтому принципиальная схема ЛЭ- “ИИ” становится сравнительно сложной и имеет десяти транзисторов и более, а это, в свою очередь, существенно уменьшает быстродействие ЛЭ- “ИИ”.

На рис. 159 показана принципиальная схема ЛЭ- “ИИ” на основе БТ – $Т_{1,\,2}$ и ПТ – $Т_{3,\,4}$.

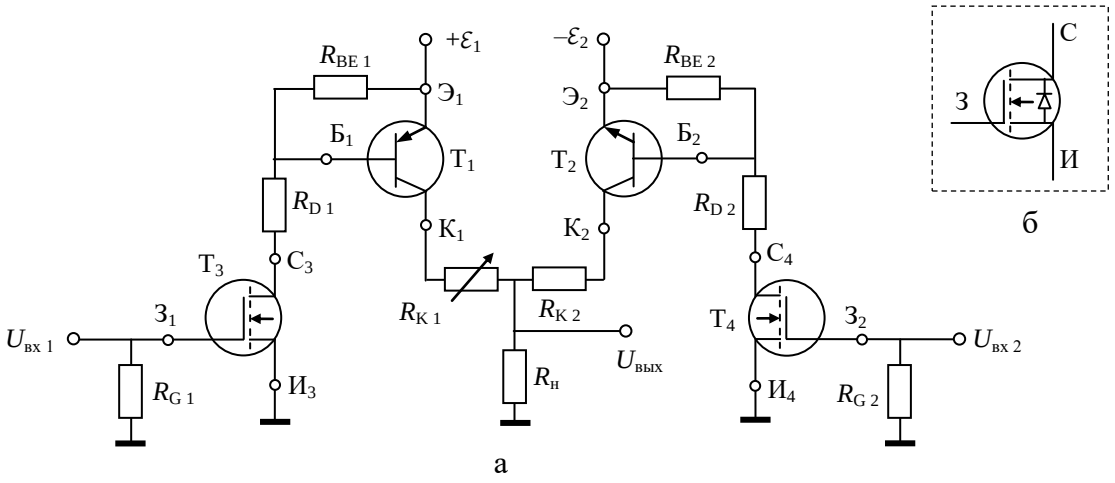


Рис. 159. Принципиальная схема ЛЭ- “ИИ” на основе БТ – $Т_{1,\,2}$ и ПТ – $Т_{3,\,4}$ (а), а в ставке (б) показано обозначение МДП (МОП) ПТ, в конструкцию которого вмонтирован диод, включенный между контактами С и И

Из рис. 159 видно, что схема ЛЭ- “ИИ” отличается очевидной простотой схемотехнического решения, и поэтому имеет сравнительно высокое быстродействие – до сотен МГц и более. Основой работы этой схемы ЛЭ- “ИИ” является принцип сложения двух разнополярных сигналов на общей нагрузке $R_н$ устройства.

ЛЭ- “ИИ”, показанный на рис. 159, работает следующим образом.

Для обеспечения работоспособности ЛЭ- “ИИ”, напряжения $\mathcal{E}_{1,\,2}$ источников питания устанавливаются по условию: $|\mathcal{E}_1| \cong |\mathcal{E}_2| \cong (0{,}95–1{,}2)\cdot|U_{s(i)}|$, здесь $U_{s\,(i)}$ – напряжение индукции канала МДП (МОП) ПТ – $Т_{3,\,4}$. При включении разнополярных напряжений $+\mathcal{E}_1$ и $-\mathcal{E}_2$ питания, все транзисторы $Т_{(1–4)}$ находятся в “закрытом” состоянии. Поэтому на выходе $U_{вых}$ устройства имеем низкий уровень, соответствующий ЛУ- “0”. При поступлении на вход, например, $U_{вх\ 1}$ сигнала $u_{вх\ 1}\,(t)$ с амплитудой $U_{о\ вх\ 1} \cong (1{,}5–2)\cdot U_{s\,(i)}$, транзистор $Т_3$ “открывается” и по цепи: $-\mathcal{E}_1$-$R_{BE\ 1}$-$R_{D\ 1}$-($С_3$-$И_3$) потечет ток $i_{\,1}\,(t)$ с амплитудой $I_{о\ 1} \cong \mathcal{E}_1\,/(R_{BE\ 1} + R_{D\ 1})$, при условии, что $(R_{BE\ 1} + R_{D\ 1}) >> R_{СЗИЗ\ мин}$ – минимальное значение сопротивлении между выводами стока $С_3$ и истока $И_3$ “открытого”

ПТ – $Т_3$. При условии, что на резисторе $R_{BE\ 1}$ напряжение $U_{RBE\ 1} = I_{o\ 1}\cdot R_{BE\ 1} \cong -0{,}6$ В, для БТ – $Т_{1,\ 2}$ из Si, p-n-p транзистор $Т_1$ “открывается” и на выходе $U_{вых}$ ЛЭ- “ИИ” имеем высокий уровень – амплитуду $U_{o\ вых\ (1)} \cong -\mathcal{E}_1\cdot R_н /(R_{K\ 1} + R_н)$, соответствующий ЛУ- “–1”. При поступлении на другой вход $U_{вх\ 2}$ сигнала $u_{вх\ 2}(t)$ с амплитудой $U_{o\ вх\ 2} \cong (1{,}5–2)\cdot U_{s\ (i)}$, транзистор $Т_4$ “открывается” и по соответствующей цепи: $+\mathcal{E}_2$-$R_{BE\ 2}$-$R_{D\ 2}$-($С_4$-$И_4$) потечет ток $i_{2}(t)$ с амплитудой $I_{o\ 2} \cong \mathcal{E}_2 /(R_{BE\ 2} + R_{D\ 2})$, при условии, что $(R_{BE\ 2} + R_{D\ 2}) >> R_{С4И4\ мин}$ – минимальное значение сопротивлении между выводами стока $С_4$ и истока $И_4$ “открытого” ПТ – $Т_4$. При условии, что на резисторе $R_{BE\ 2}$ напряжение $U_{RBE\ 2} = I_{o\ 2}\cdot R_{BE\ 2} \cong +0{,}6$ В, для БТ – $Т_{1,\ 2}$ из Si, n-p-n транзистор $Т_2$ “открывается” и на выходе $U_{вых}$ ЛЭ- “ИИ” имеем высокий уровень – амплитуду $U_{o\ вых\ (2)} \cong -\mathcal{E}_2\cdot R_н /(R_{K\ 2} + R_н)$, соответствующий ЛУ- “+1”. При поступлении на обоих входах $U_{вх\ 1,\ 2}$ сигналов $u_{вх\ 1,\ 2}(t)$ с амплитудами $U_{o\ вх\ 1,\ 2} \cong$ $\cong (1{,}5–2)\cdot U_{s\ (i)}$, транзисторы $Т_{3,\ 4}$ “открываются” и по аналогичным процессам на выходе $U_{вых}$ ЛЭ- “ИИ” устанавливается суммарный выходной сигнал $u_{вых\ (+)}(t)$ с амплитудой $U_{o\ вых\ (+)} \cong -U_{o\ вых\ (1)} + U_{o\ вых\ (2)} \cong 0$, соответствующий ЛУ- “0”. Здесь отметим, что необходимое условие $U_{o\ вых\ (+)} \cong 0$ достигается путем подбора величины $R_{K\ 1}$. Далее отметим, что производители МДП (МОП) ПТ часто в их конструкции вмонтируют диод, включенный между контактами С и И, что показано в ставке на рис. 159, б. Поэтому ПТ – $Т_4$ в схему ЛЭ- “ИИ” (рис. 159, а) включается по схеме с общим стоком (ОС) – исток $И_4$ соединяется с резистором $R_{D\ 2}$, а сток $С_4$ – с ОШ устройства. Для обеспечения высокого быстродействия ЛЭ- “ИИ”, номиналы резисторов $R_{BE\ 1,\ 2}$ и $R_{G\ 1,\ 2}$ не должны превышать 2 кОм. Кроме того, во всех режимах работы ЛЭ- “ИИ”, БТ – $Т_{1,\ 2}$ не должны заходит в область насыщения. Это требование обеспечивается установкой величин $R_{D\ 1,\ 2}$ и $R_{BE\ 1,\ 2}$ из условий $U_{RBE\ 1,\ 2} \cong +0{,}6$ В, при $U_{КБ\ 1,\ 2} \cong 0$ В – напряжения между соответствующими выводами $К_{1,\ 2}$ и $Б_{1,\ 2}$. Далее, для этой цели между этими выводами могут быть включены диоды Шоттки (ДШ) или применены БТ Шоттки (БТШ).

Из описания работы ЛЭ- “ИИ” (рис. 159, а) следует очевидный недостаток – наличие разнополярных ЛУ- “±1” на выходе $U_{вых}$ устройства. Поэтому на выходе $U_{вых}$ ЛЭ- “ИИ” включается дополнительный каскад, позволяющий конвертировать разнополярные ЛУ- “±1” в однополярный ЛУ, например, в ЛУ- “+1”. Возможные варианты схем конверторов ЛУ (КЛУ) показаны на рис. 160.

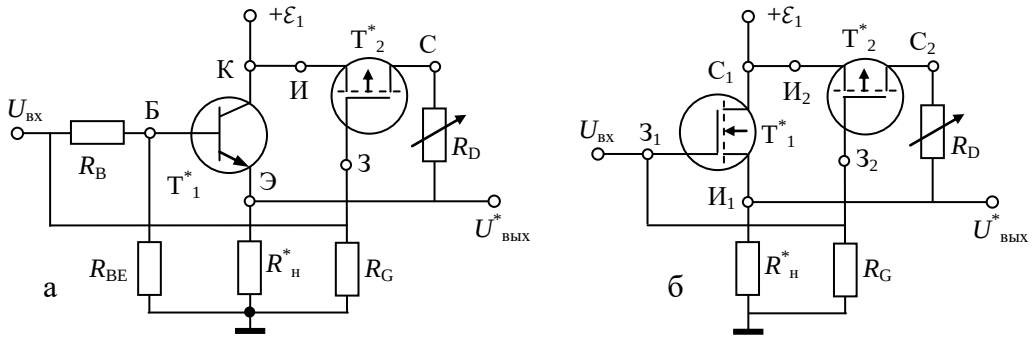


Рис. 160. Варианты схем конверторов ЛУ- “± 1” в ЛУ- “+ 1”: а – гибридная схема на БТ – $Т^*_1$ и ПТ – $Т^*_2$; б – схема на комплементарной паре МОП (МДП) ПТ – $Т^*_{1,\ 2}$

Из рис. 160 видно, что принцип работы КЛУ основан на применении двух параллельно соединенных транзисторов $Т^*_{1,\ 2}$, подключенных к общей нагрузке $R^*_н$ и к общему источнику напряжения, например, $+\mathcal{E}_1$ питания.

КЛУ, показанные на рис. 160, работают следующим образом.

Для обеспечения работоспособности КЛУ, напряжение $\mathcal{E}_1$ источника питание устанавливается по условию $\mathcal{E}_1 \cong (0{,}95–1{,}2)\cdot|U_{s(i)}|$, здесь $U_{s\ (i)}$ – напряжение индукции канала МДП (МОП) ПТ – $Т^*_2$ (рис. 160, а) и ПТ – $Т^*_{1,\ 2}$ (рис. 160, б). При включении

источника напряжение + $\mathcal{E}_1$ питания, все транзисторы $T^*_{1,\ 2}$ находятся в “закрытом” состоянии. Поэтому на выходе $U^*_{\text{вых}}$ устройства имеем низкий уровень, соответствующий ЛУ- “0”. При поступлении на вход $U_{\text{вх}}$ сигнала $u_{\text{вх}}(t)$, например, с амплитудой $U_{\text{о вх}} \cong$ $\cong +(1{,}5–2)\cdot U_{\text{s (i)}}$ – положительной полярности, транзистор T^*_1 “открывается”, а T^*_2 остается в “закрытом” состоянии. Поэтому по соответствующей цепи: $+\mathcal{E}_1$-(К-Э)-$R^*_{\text{н}}$, или в другой схеме КЛУ: $+\mathcal{E}_1$-(C_1-$И_1$)-$R^*_{\text{н}}$, потечет ток $i_1(t)$ с амплитудой $I_{\text{о}\,1} \cong \mathcal{E}_1/(R_{\text{КЭ мин}} + R^*_{\text{н}})$, или в другой схеме КЛУ: $I_{\text{о}\,1} \cong \mathcal{E}_1/(R_{\text{С1И1 мин}} + R^*_{\text{н}})$, здесь $R_{\text{КЭ мин}}$ и $R_{\text{С1И1 мин}}$ – минимальное значение сопротивлении между выводами К-Э и C_1-$И_1$ “открытого” БТ – T^*_1 или ПТ – T^*_1. Поэтому на выходе $U^*_{\text{вых}}$ ЛЭ- “ИИ” имеем высокий уровень – амплитуду $U^*_{\text{о вых (1)}} \cong +I_{\text{о}\,1}\cdot R^*_{\text{н}}$, соответствующий ЛУ- “+1”. При поступлении на вход $U_{\text{вх}}$ сигнала $u_{\text{вх}}(t)$, например, с амплитудой $U_{\text{о вх}} \cong -(1{,}5–2)\cdot U_{\text{s (i)}}$ – отрицательной полярности, транзистор T^*_2 “открывается”, а T^*_1 остается в “закрытом” состоянии. Поэтому по соответствующей цепи: $+\mathcal{E}_1$-(И-С)-R_{D}-$R^*_{\text{н}}$, или в другой схеме КЛУ: $+\mathcal{E}_1$-($И_2$-C_2)-R_{D}-$R^*_{\text{н}}$, потечет ток $i_2(t)$ с амплитудой $I_{\text{о}\,2} \cong \mathcal{E}_1/(R_{\text{ИС мин}} + R_{\text{D}} + R^*_{\text{н}})$, или в другой схеме КЛУ: $I_{\text{о}\,2} \cong \mathcal{E}_1/(R_{\text{И2С2 мин}} + R_{\text{D}} +$ $+ R^*_{\text{н}})$, здесь $R_{\text{ИС мин}}$ и $R_{\text{И2С2 мин}}$ – минимальное значение сопротивлении между соответствующими выводами И-С и $И_2$-C_2 “открытых” ПТ – T^*_2. Поэтому на выходе $U^*_{\text{вых}}$ ЛЭ- “ИИ” имеем высокий уровень – амплитуду $U^*_{\text{о вых (2)}} \cong +I_{\text{о}\,2}\cdot R^*_{\text{н}}$, соответствующий ЛУ- “+1”. Для обеспечения равенства $U^*_{\text{о вых (1)}} \cong U^*_{\text{о вых (2)}}$ в схеме ЛЭ- “ИИ” включен резистор R_{D} регулируемой величины. Здесь тоже для обеспечения высокого быстродействия КЛУ, а тем самым и ЛЭ- “ИИ”, номиналы резисторов R_{BE} и R_{G} не должны превышать 2 кОм. Кроме того, во всех режимах работы КЛУ, БТ – T^*_1 не должен заходит в область насыщения. Это требование обеспечивается установкой величин R_{B} и R_{BE} из условий $|U_{\text{RBE}} - U^*_{\text{о вых}}| \cong 0{,}6$ В, при $U_{\text{КБ}} \cong 0$ В – напряжения между выводами К и Б. Далее, для этой цели между этими выводами тоже может быть включен ДШ или применен БТШ.

Другие варианты принципиальных схем ЛЭ- “ИИ” на основе БТ и ПТ показаны на рис. 161, откуда видно, что они отличаются очевидной простотой схемотехнического решения, и поэтому имеют сравнительно высокое быстродействие – до сотен МГц и более.

Из рис. 161, а и б, видно, что в схеме ЛЭ- “ИИ” использован принцип параллельно соединенных двух одинаковых схем ЭП – T_1 и T_2 (рис. 161, а), или схем истоковых повторителей (ИП) – T_1 и T_2 (рис. 161, б), и нагруженных общим резистором $R_{\text{н}}$ нагрузки. Для запирания транзисторных ключей ЭП и ИП при наличии входных отпирающих сигналов ЛУ – “1” на обоих логических входах *a* и *b* использован принцип шунтирования соответствующего входа *a* и *b* при помощи параллельно подключенного ключа с ОЭ – T_3 и T_4 (рис. 161, а) и с ОИ – T_3 и T_4 (рис. 161, б). При этом ключ T_3 шунтирует вход *a* и управляется сигналом ЛУ на входе *b*, а ключ T_4 шунтирует вход *b* и управляется сигналом ЛУ на входе *a*. Резисторы $R_{1,\ 2}$ обеспечивают эффективное действие шунтирующих ключей $T_{3,\ 4}$. Резисторы $R_{3,\ 4}$ совместно с резисторами $R_{5,\ 6}$ обеспечивают эффективное ограничение перенапряжение на входах ключей $T_{3,\ 4}$.

ЛЭ- “ИИ”, показанные на рис. 161, а и б, работают следующим образом.

Включается источник напряжения $\mathcal{E}$ питания и, при наличии входного ЛУ- “0” на логических входах *a* и *b*, схемы энергии не потребляют, т. к. все транзисторы $T_{(1–4)}$ находятся в “закрытых” состояниях, поэтому на выходах $U_{\text{вых}}$ имеем выходной ЛУ- “0”. При поступлении на логические входы *a* и *b* входных ЛУ- “1” положительной полярности, из-за действия дифференцирующих $R_{3,\ 4}\,C_{1,\ 2}$ (рис. 161, а) и $R_{3,\ 4}\,C_{3,\ 4}$ (рис. 161, б) цепочек, транзисторы $T_{3,\ 4}$ “открываются” быстрее, нежели транзисторы $T_{1,\ 2}$, и поэтому транзисторы $T_{1,\ 2}$ остаются в “закрытых” состояниях, а на выходах $U_{\text{вых}}$ имеем выходной ЛУ- “0”. Для обеспечения этого режима работы, необходимо выполнит условия:

$$\left.\begin{array}{l} 0{,}8\ \text{В} \geq U_{\text{о “1”}}\cdot[R_{5,\ 6}/(R_{3,\ 4} + R_{5,\ 6})] \geq 0{,}6\ \text{В}, \\ \\ U_{\text{о “1”}}\cdot[R_{\text{КЭ s}}/(R_{\text{КЭ s}} + R_{1,\ 2})] \leq 0{,}1\ \text{В}, \end{array}\right\} \text{для схемы на рис. 161, а} \quad (181)$$

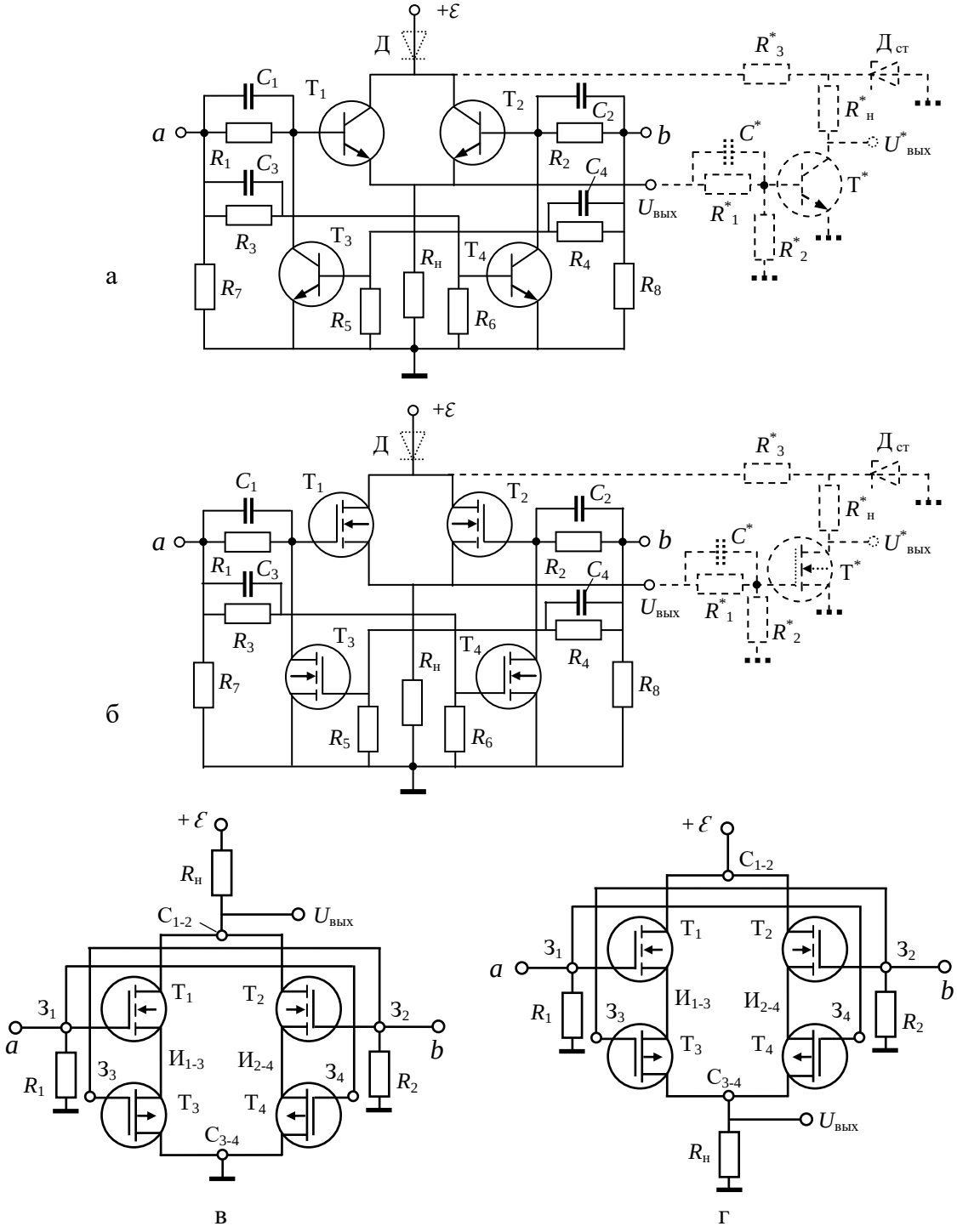


Рис. 161. Принципиальная схема ЛЭ- “ИИ” на основе БТ (а) и ПТ (б–г)

$$\left.\begin{aligned} U_{\text{о “1”}} \cdot [R_{5,\,6}/(R_{3,\,4} + R_{5,\,6})] > U_{\text{s(i)}}, \\ U_{\text{о “1”}} \cdot [R_{\text{СИ s}}/(R_{\text{СИ s}} + R_{1,\,2})] > U_{\text{s (i)}}, \end{aligned}\right\} \quad \text{для схемы на рис. 161, б (182)}$$

здесь: $U_{\text{о “1”}}$ – амплитуда ЛУ- “1”; $U_{\text{s (i)}}$ – напряжение индукции канала МДП (МОП) ПТ – $T_{3,\,4}$; $R_{\text{КЭ s}}$ – сопротивление эмиттер-коллектор полностью “открытых” БТ – $T_{3,\,4}$; $R_{\text{СИ s}}$ – сопротивление сток-исток полностью “открытых” ПТ – $T_{3,\,4}$.

Значения напряжений 0,8 В, 0,6 В и 0,1 В в выражениях (181) соответствуют для БТ из Si и этим обеспечивается насыщение “открытых” транзистор $T_{3,\,4}$ с коэффициентом $K_{\text{s (e)}} \cong 1–1{,}5$ (29). Поэтому в схеме ЛЭ- “ИИ” с БТ (рис. 161, а) импульсные сигналы на входах *a* и *b* должны иметь ЛУ- “1” с амплитудой $U_{\text{о “1”}} > 0{,}6$ В, например, 5 В. В схеме

ЛЭ- “ИИ” с ПТ (рис. 161, б) импульсные сигналы на входах *a* и *b* должны иметь ЛУ- “1” с амплитудой $U_{\text{о “1”}} > U_{\text{s (i)}}$, например, 5 В при $U_{\text{s (i)}} = 2–4$ В. При наличии входного сигнала с ЛУ- “1” на входе *a* или *b*, при этом на другом входе *b* или *a* имеем ЛУ- “0”, соответствующие транзисторы $T_{1, 4}$ или $T_{2, 3}$ “открываются”, а транзисторы $T_{2, 3}$ или $T_{1, 4}$ остаются в “закрытых” состояниях. При этом через “открытый” транзистор T_1 или T_2 протекает эмиттерный (Э) или истоковый (И) ток $i_{\text{Э, И}}(t)$ с амплитудой $I_{\text{о Э, И}} \cong \mathcal{E}/(R_{\text{н}} + R_{\text{КЭ, СИ}})$, и на выходе $U_{\text{вых}}$ имеем выходной сигнал с ЛУ- “1” и с амплитудой $U^*_{\text{о “1”}} < U_{\text{о “1”}}$, здесь $R_{\text{КЭ, СИ}}$ – сопротивление частично “открытого” транзистора T_1 или T_2. Условие $U^*_{\text{о “1”}} < U_{\text{о “1”}}$ является нежелательным для схемы ЛЭ- “ИИ” и эта проблема решается включением на выходе $U_{\text{вых}}$ дополнительного каскада с ОЭ в схеме с БТ (рис. 161, а) и с ОИ в схеме с ПТ (рис. 161, б), что на рис. 161 показано штриховыми линиями. Условие $U^*_{\text{о “1”}} \cong U_{\text{о “1”}}$ на выходе $U^*_{\text{вых}}$ устанавливается подбором стабилитрона Д $_{\text{ст}}$ с напряжением $U_{\text{ст}} \cong U_{\text{о “1”}}$, а рабочая точка стабилитрона Д $_{\text{ст}}$ устанавливается резистором R^*. Дифференцирующая $R^*_1C^*$ – цепочка на входе дополнительного каскада T^* включена для ускорения процесса переключения T^*, а в схеме рис. 161, а, выполняет дополнительную функцию – обеспечивает коэффициент насыщения $K_{\text{s (e)}} \cong 1–1{,}5$ (29). Далее отметим, что схемы ЛЭ- “ИИ” с дополнительными каскадами T^* (рис. 161, а и б) выполняют логическую функцию “ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ” (ЛЭ- “ИИ-НЕ”). Конденсаторы $C_{1, 2}$ в схеме с ПТ (рис. 161, б) обеспечивают расширение частотный диапазон работы ЛЭ- “ИИ” и ЛЭ- “ИИ-НЕ”.

На рис. 161, в и г, показаны другие варианты принципиальных схем ЛЭ- “ИИ-НЕ” и ЛЭ- “ИИ”, соответственно, на основе МДП (МОП) ПТ с индуцированными ($T_{1, 2}$) и встроенными ($T_{3, 4}$) каналами.

ЛЭ- “ИИ(-НЕ)”, показанные на рис. 161, в и г, работают следующим образом.

Включается источник напряжения $\mathcal{E}$ питания и, при наличии входного ЛУ- “0” на логических входах *a* и *b*, схемы энергии не потребляют, т. к. транзисторы $T_{1, 2}$ находятся в “закрытых” состояниях, и поэтому на выходах $U_{\text{вых}}$ имеем выходной ЛУ- “1” (рис. 161, в) или ЛУ- “0” (рис. 161, г). Здесь ЛУ- “1” соответствует напряжению $\mathcal{E}$, а ЛУ- “0” $\Rightarrow \cong 0$ В. При поступлении на логические входы *a* или *b* входных ЛУ- “1” положительной полярности, когда на логические входы *b* или *a* действуют входные ЛУ- “0”, соответствующие $T_{1, 2}$ “открываются”, а соответствующие $T_{4, 3}$ “закрываются”. Поэтому соответствующие цепи T_1-T_3 или T_2-T_4 переходят в “открытые” состояния и на выходах $U_{\text{вых}}$ имеем выходной ЛУ- “0” (рис. 161, в) или ЛУ- “1” (рис. 161, г). При одновременном поступлении на логических входах *a* и *b* входных ЛУ- “1” положительной полярности, соответствующие $T_{1, 2}$ “открываются”, а соответствующие $T_{4, 3}$ “закрываются”. Поэтому соответствующие цепи T_1-T_3 или T_2-T_4 переходят в “закрытые” состояния и на выходах $U_{\text{вых}}$ имеем выходной ЛУ- “1” (рис. 161, в) или ЛУ- “0” (рис. 161, г). Далее отметим, что схемы ЛЭ- “ИИ(-НЕ)”, показанные на рис. 161, легко реализуются по планарной интегральной полупроводниковой технологии.

Еще другие варианты схем ЛЭ- “ИИ-НЕ” показаны на рис. 162, в которых тоже решена проблема соответствие амплитуд $U_{\text{о “1”}} \cong U^*_{\text{о “1”}}$ сигналов с ЛУ- “1” на логических входах *a*, *b* и выходе $U_{\text{вых}}$.

Из рис. 162 видно, что в этих вариантах схем ЛЭ- “ИИ-НЕ” нагрузка $R_{\text{н}}$ включена в коллекторную и стоковую цепь транзисторов $T_{1, 2}$, что соответствует способ включения с ОЭ и с ОС. В данном случае схемы ЛЭ- “ИИ-НЕ”, показанные на рис. 162, работают аналогично схемам ЛЭ- ИИ-НЕ, показанным на рис. 161, с дополнительными каскадами T^*. Для исключения логической функции “НЕ”, схемы на рис. 162 дополняются каскадами с ОЭ в схеме с БТ (рис. 162, а) и с ОИ в схеме с ПТ (рис. 162, б), что на рис. 162 показано штриховыми линиями. При этом на выходах $U^*_{\text{вых}}$ схемы на рис. 162 выполняют функцию ЛЭ- “ИИ”. Далее, соответствие амплитуд $U_{\text{о “1”}} \cong U_{\text{о вых}} \cong U^*_{\text{о “1”}}$ сигналов с ЛУ- “1” на входах *a*, *b* и выходах $U_{\text{вых}}$, или $U^*_{\text{вых}}$, достигается установлением питающего напряжения $\mathcal{E} \cong U_{\text{о “1”}}$, например, 5 В. Во всех схемах (рис. 161, рис. 162), для обеспечения защиты от

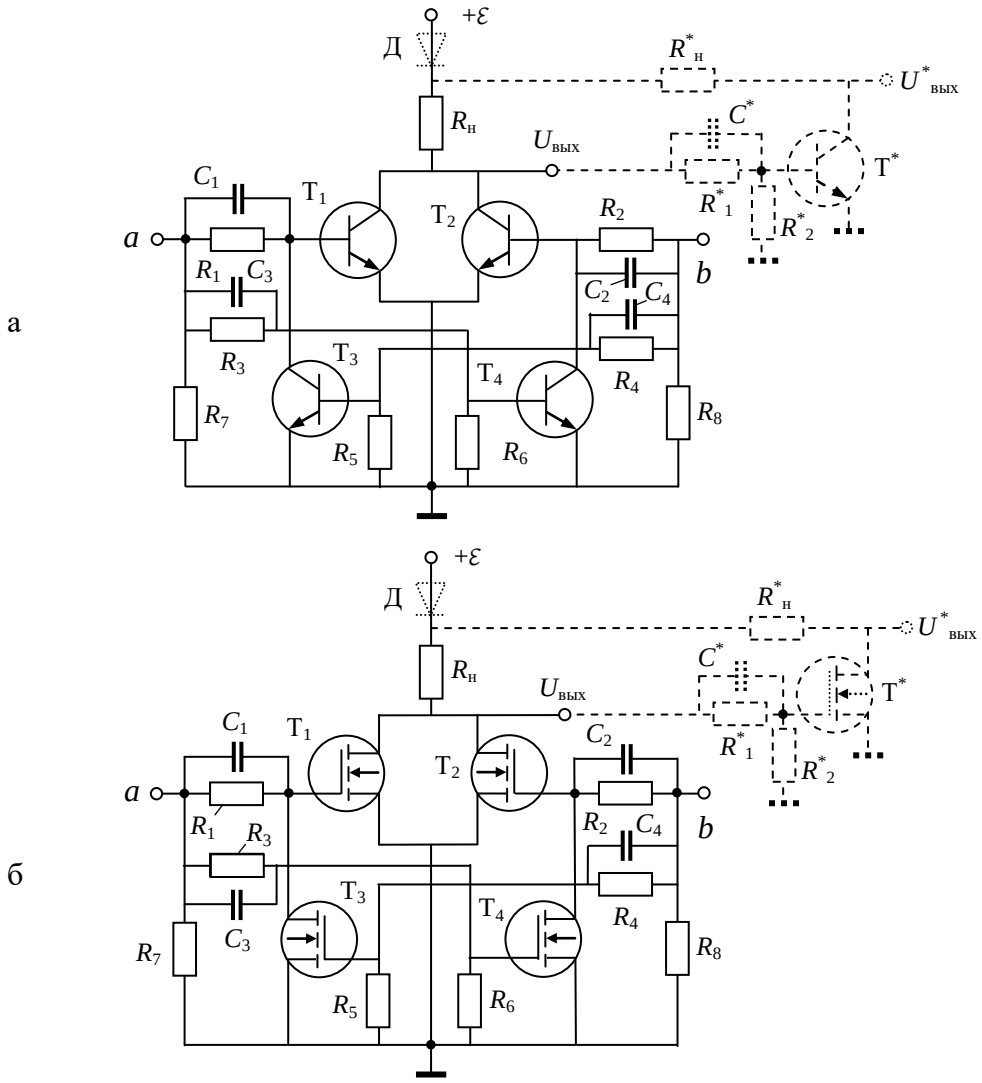


Рис. 162. Принципиальная схема ЛЭ “ИИ- НЕ” на основе БТ (а) и ПТ (б), в которых решена проблема соответствие амплитуд $U_{о\text{“1”}} \cong U^*_{о\text{“1”}}$ сигналов с ЛУ- “1” на входах *a*, *b* и выходе $U_{вых}$

неправильной полярности напряжения $\mathcal{E}$ питания, может включатся защитный диод Д, показанный точечными линиями. В заключении отметим, что рассмотренные схемы ЛЭ-“ИИ” и ЛЭ-“ИИ-НЕ” могут быть использованы в качестве транзисторных эквивалентов СМ – СМэ (§ 4.10).

5.30. Выбираемой логической функции ЛЭ- “И ” (“И-НЕ”) и “ИЛИ” (“ИЛИ-НЕ”) на основе транзисторов

ЛЭ- “И” (“И-НЕ”), совместно с ЛЭ- “ИИ” (“ИИ-НЕ”), является одним из основных – базовым элементом вычислительной техники, т. к. на эго основе строится основной узел цифровой вычислительной машины – компьютера, а именно вычислительный процессор. Как правило, принципиальная схема ЛЭ- “И” строится на основе схем последовательно соединенных транзисторов, выполняющих функции ключей, или на основе транзисторного ключа, управляемого параллельно соединенными диодными ключами, выполняющими функции шунта входной цепи управления транзистора [117, 118]. Известные схемы ЛЭ- “И” на основе диодных ключей имеют сравнительно малое быстродействие, из-за известной инертности переключения диодов, а

в схемах ЛЭ- “И” на основе диодов Шоттки ограничение быстродействия проявляется за счет шунтирующего действия барьерной емкости перехода Шоттки. В известных схемах ЛЭ- “И” на основе последовательно соединенных транзисторных ключей проявляется нежелательное влияние цепей “открытых” ключей на цепи управления “закрытых” ключей, а также сравнительно большое остаточное сопротивление “открытой” цепи ключей. Это уменьшает быстродействие и влияет на стабильность ЛУ выходного сигнала.

На рис. 163 показана принципиальная схема выбираемой логической функции (ЛФ) ЛЭ- “И-НЕ” (“И”) и “ИЛИ-НЕ” (“ИЛИ”) на основе БТ и ПТ, которая отличаются сравнительной простотой схемотехнического решения, и имеет сравнительно высокое быстродействие – до сотен МГц и более.

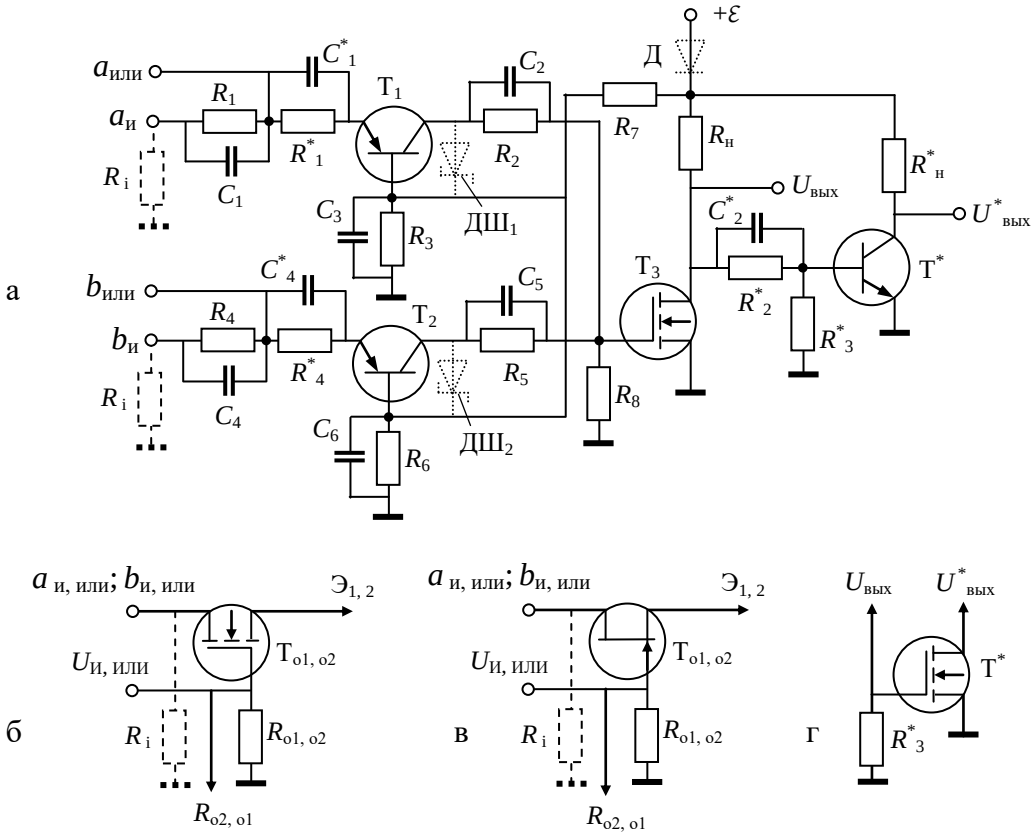


Рис. 163. Принципиальная схема выбираемой логической функции ЛЭ- “И-НЕ” (“И”) и “ИЛИ-НЕ” (“ИЛИ”) на основе БТ и ПТ (а), и другой вариант с электронным управлением установки выбираемой ЛФ ЛЭ (б, в), и выходной каскад на МОП (МДП) ПТ (г)

Из рис. 163 видно, что в схеме выбираемой ЛФ ЛЭ- “И-НЕ” (“И”) и “ИЛИ-НЕ” (“ИЛИ”) использован принцип параллельно соединенния выходов двух одинаковых схем с ОБ – T_1 и T_2 на общую нагрузку, которой служат входная цепь – резистор R_8 утечки в цепи затвора схемы с ОИ – T_3. В схеме ЛЭ включены p-n-p БТ – $T_{1, 2}$ и МДП (МОП) ПТ – T_3 с индуцированным n- каналом, что обеспечивает положительную логику – ЛУ- “+0” или “+1”.

Выбираемой ЛФ ЛЭ, показанный на рис. 163, работают следующим образом.

Включается источник напряжения $\mathcal{E}$ питания и, при наличии входного ЛУ- “0” на входах $a_{\text{и}}$ и $b_{\text{и}}$, выполняющих функцию “И-НЕ” (“И”), и на входах $a_{\text{или}}$ и $b_{\text{или}}$, выполняющих функцию “ИЛИ-НЕ” (“ИЛИ”), схема энергии не потребляет, т. к. все транзисторы $T_{(1–3)}$ находятся в “закрытых” состояниях. Поэтому на выходе $U_{\text{вых}}$ имеем выходной сигнал с ЛУ- “1”, что соответствует ЛФ “И-НЕ” и “ИЛИ-НЕ”, а на выходе $U^*_{\text{вых}}$ имеем выходной сигнал с ЛУ- “0”, что соответствует ЛФ “И ” и “ИЛИ”. При поступлении на логические входы $a_{\text{и}}$, $b_{\text{и}}$ и $a_{\text{или}}$, $b_{\text{или}}$ входных сигналов с ЛУ- “+1” – положительной

полярности, транзисторы $T_{1,\,2}$ “открываются” и их коллекторные токи $i_{K1,\,2}\,(t)$, протекая через резистор R_8, суммируются, создавая напряжение $u_{R8}\,(t)$ с амплитудой $U_{R8} = (I_{o\ K1} + I_{o\ K2})\cdot R_8 = U_{o\ ЗИ}$ – амплитуда напряжение затвор-исток T_3, $I_{o\ K1,\,2}$ – амплитуда токов в коллекторах $T_{1,\,2}$. При выполнении условии $U_{R8} \geq U_{s\,(i)}$ – напряжение индукции канала МДП (МОП) ПТ – T_3, он “открывается” и на выходе $U_{вых}$ имеем выходной сигнал с ЛУ- “0”, а на выходе $U^*_{вых}$ имеем выходной сигнал с ЛУ- “1”.

Для надежной работы схемы ЛЭ в случае выполнения ЛФ “И-НЕ” и “И”, величина токов $I_{o\ K1,\,2}$ выбирается из условие:

$$0{,}8\cdot U_{s\,(i)}/R_8 \leq I_{o\ K1,\,2} \leq U_{s\,(i)}/R_8, \tag{183}$$

а для надежной работы схемы ЛЭ в случае выполнения ЛФ “ИЛИ-НЕ” и “ИЛИ”, величина токов $I_{o\ K1,\,2}$ выбирается из условие:

$$I_{o\ K1,\,2} \cong (1{,}5\text{–}2)\cdot U_{s\,(i)}/R_8. \tag{184}$$

Из выражение (183) видно, что при наличии входного сигнала с ЛУ- “1” только на входе $a_и$ или $b_и$, напряжение $U_{o\ R8} = I_{o\ K1,\,2}\cdot R_8 < U_{s\,(i)}$, и поэтому транзистор T_3 находится в “закрытом” состоянии – на выходе $U_{вых}$ имеем выходной сигнал с ЛУ- “1”, а на выходе $U^*_{вых}$ имеем выходной сигнал с ЛУ- “0”. Для обеспечения максимального быстродействия необходимо исключить насыщения БТ – $T_{1,\,2}$, что достигается созданием условие $U_{CB} \geq 0$, здесь U_{CB} – напряжение коллектор-эмиттер в $T_{1,\,2}$. Это условие в схеме ЛЭ- “И-НЕ” и “И” создается при помощи резисторов $R_{3,\,6}$, подключенных через резистор R_7 к источнику напряжения $\mathcal{E}$ питания. Условие $U_{CB} \geq 0$ во всех режимах работы БТ – $T_{1,\,2}$ в схеме ЛЭ- “И-НЕ” и “И” выполняется при установке следующих условий:

$$U_B = U_{R3,\,R6} = \mathcal{E}\cdot R_{3,\,6}\cdot(R_{3,\,6} + R_7) \geq U_C = I_{o\ K1,\,2}\cdot(R_{2,\,5} + R_8), \tag{185}$$

$$I_{o\ K1,\,2} \cong U_{o\ “1”}/(R_{1,\,4} + R^*_{1,\,4}). \tag{186}$$

В схеме ЛЭ- “ИЛИ-НЕ” и “ИЛИ” выражение (186) записывается так:

$$I_{o\ K1,\,2} \cong (1{,}5\text{–}2)\cdot U_{o\ “1”}/R^*_{1,\,4}. \tag{187}$$

здесь: $U_{B,\,C}$ – напряжение базы и коллектора БТ – $T_{1,\,2}$ относительно ОШ; $U_{R3,\,R6}$ – напряжение на резисторах $R_{3,\,6}$; $U_{o\ “1”}$ – амплитуда сигнала с ЛУ- “1”, а выражения (186) и (187) соответствует условие $R_{1,\,4} \cong R^*_{1,\,4} >> R_i + R_{EB}$ – по крайней мере в 5–10 раз, здесь R_{EB} – сопротивление эмиттер-база БТ – $T_{1,\,2}$; R_i – выходное (внутреннее) сопротивление источника входного сигнала с ЛУ- “0” или “1”.

Из выражений (185) и (187) видно, что условие $U_{CB} \geq 0$ во всех режимах работы БТ – $T_{1,\,2}$ в схеме ЛЭ- “ИЛИ-НЕ” и “ИЛИ” трудно выполняется при $U_{o\ “1”} = 5$ В и $U_{s\,(i)} = (1{,}5\text{–}2)$ В – обычные значения для кремниевых МОП (МДП) БТ. Поэтому, для исключения насыщения БТ – $T_{1,\,2}$, между их выводов К-Б включается соответствующий диод Шоттки – $ДШ_{1,\,2}$, показанные точечными линиями, или применяются биполярные транзисторы Шоттки – БТШ – $T_{1,\,2}$.

Конденсаторы $C_{(1\text{–}6)}$ в схему выбираемой ЛФ ЛЭ (рис. 163, а) включены для обеспечения максимального быстродействия, что достигается при выполнении следующих условий:

$$C_{1,\,4}\cdot R_{1,\,4} \cong C^*_{1,\,4}\cdot R^*_{1,\,4} \cong C_{EB}\cdot R_{EB} << C_{3,\,6}\cdot R_{3,\,6},\ \ C_{2,\,5}\cdot R_{2,\,5} \cong C_{GS}\cdot R_8, \tag{188}$$

здесь: C_{EB} – емкость эмиттер-база БТ – $T_{1,\,2}$; C_{GS} – емкость затвор-исток ПТ – T_3.

В схеме выбираемой ЛФ ЛЭ (рис. 163), для обеспечения защиты от неправильной полярности напряжения $\mathcal{E}$ питания, включается защитный диод Д, показанный точечными линиями. Для обеспечения максимального быстродействия выбираемой ЛФ ЛЭ необходимо исключить насыщение БТ – T^*, что достигается созданием условие $U^*_{CB} \cong 0$, здесь U^*_{CB} – напряжение К-Б БТ – T^*. Это условие устанавливается при помощи делителя $R_н \| R^*$ напряжения $\mathcal{E}$ питания из условие:

$$U^{*}_{\text{BE}} = \mathcal{E}\cdot R^{*}/(R_{\text{н}} + R^{*}) \cong 0{,}6 \text{ В}, \qquad (189)$$

здесь величина 0,6 В соответствует БТ – T^{*} из Si.

Для повышения быстродействие схемы выбираемой ЛФ ЛЭ значения сопротивлений резисторов R_8 и R^{*} должны быть меньше 1 кОм.

Другой вариант выбираемой ЛФ ЛЭ с электронным управлением установки ЛФ показан на рис. 163, б и в, откуда видно, что амплитудное значение $I_{\text{о Э 1, 2}}$ величины тока $i_{\text{Э 1, 2}}(t)$ эмиттеров, и одновременно амплитуд токов $I_{\text{о К 1, 2}}$ коллекторов, транзисторов $\text{T}_{1,\,2}$ устанавливается при помощи управления величины сопротивления $R_{\text{СИ}}$ канала МДП (МОП) – рис. 163, б, или ПТ с p-n затвором и "открытым" каналом – рис. 163, г, в транзисторах $\text{T}_{\text{o1, o2}}$, включенных в эмиттерные цепи $\text{Э}_{1,\,2}$ транзисторов $\text{T}_{1,\,2}$. При этом RC-цепи: $R_{1,\,4}C_{1,\,4}$ и $R^{*}_{1,\,4}C^{*}_{1,\,4}$ из схемы ЛЭ исключаются. Выбираемая ЛФ "И-НЕ" ("И") или "ИЛИ-НЕ" ("ИЛИ") устанавливается подбором величины амплитуды $U_{\text{о И, или}}$ функционального напряжения $u_{\text{И, или}}(t)$, подаваемого на вход $U_{\text{И, или}}$ установки выполняемой ЛФ, причем амплитуда $U_{\text{о И}} < U_{\text{о ИЛИ}}$ для схемы на рис. 163, б, и $U_{\text{о И}} > U_{\text{о ИЛИ}}$ для схемы на рис. 163, в. Вход $U_{\text{И, или}}$ является общим для обеих $\text{T}_{01,\,02}$, а БТ T^{*} можно заменить на МОП (МДП) ПТ, аналогичным T_3 (рис. 163, в).

Электронное управление установки ЛФ существенно расширяет функциональные свойства предложенного ЛЭ, при этом сохраняя его высокое быстродействие.

5.31. ЛЭ- "И " и "И-НЕ" на основе эффекта смыкания p-n переходов

На рис. 164 показан разрез многослойной полупроводниковой структуры (МСПС) и два варианта принципиальных схем ее включения, позволяющие реализовать много входной ЛЭ- "И" (рис. 164, а) и ЛЭ- "И-НЕ" (рис. 164, б).

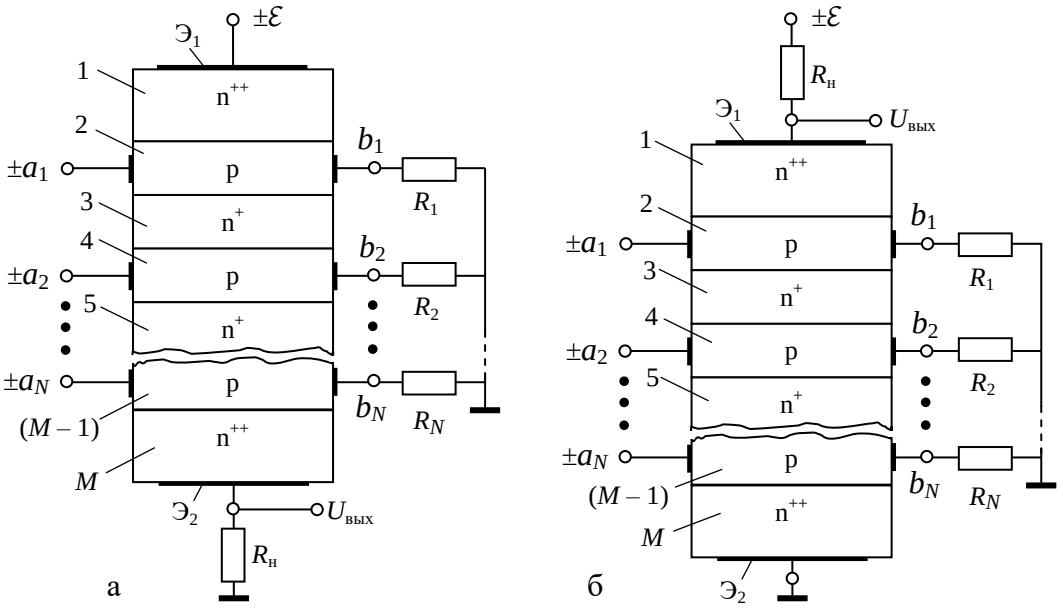


Рис. 164. Разрез многослойной полупроводниковой структуры из (1–*M*) разнополярных слоев и два варианта принципиальных схем ее включения, позволяющие реализовать много входной ЛЭ- "И" (а) и "И-НЕ" (б), здесь цифрами обозначено: **1** и ***M*** – крайние высоколегированные области, например, n^{++}- типа проводимости; **2**, **4** и т. д. четные числа (M – 1) – базовые области среднего уровня легирования p- типа с соответствующими двумя базовыми контактами $a_{(1–N)}$-$b_{(1–N)}$ структуры СМ; **3**, **5** и т. д. нечетные числа (M – 2) – эмиттерные области высокого уровня легирования n^{+}- типа проводимости

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

Из рис. 164 видно, что сущность предложения заключается в использовании в одном полупроводниковом кристалле – МСПС N взаимно связанных структур – СМ, образованных слоями 1-2-3, 4-5-6 и т. д., например, соответственно n^{++}-p-n^{+}, p-n^{+}-p и т. д. до последней N-той структуры n^{+}-p-n^{++}. Крайние слои 1 и M одинакового n^{++}- типа проводимости с соответствующими омическими контактами $Э_{1,\ 2}$ являются выходной цепью МСПС, а слои 2, 4, 6 и т. д. четные числа $(M - 1)$ – базовые области среднего уровня легирования p- типа с соответствующими парами $(a_j - b_j)$ базовых контактов $a_{(1–N)}$ и $b_{(1–N)}$ структур СМ являются N входными цепями $a_{(1–N)}$-$b_{(1–N)}$ МСПС, здесь: j = 1–N, а $N = (M - 1)/2$; M = 3, 5, 7, 9 и т. д. нечетные числа. Для реализации схемы ЛЭ- “И” (рис. 164, а), МСПС включается с “заземленной” нагрузкой $R_н$, а для реализации схемы ЛЭ- “И-НЕ” (рис. 164, б), МСПС включается с “подвешенной” нагрузкой $R_н$.

ЛЭ- “И” и “И-НЕ”, показанные на рис. 164, работают следующим образом.

Включается источник напряжения $\pm\mathcal{E}$ питания, здесь “+” при положительной логике, а “–” при отрицательной логике. При наличии входного сигнала с ЛУ- “0” на всех входах $a_{(1–N)}$, схема энергии не потребляет, т. к. все структуры СМ – 1–3, 3–5, 5–7 и т. д., а тем самым и МСПС, находятся в “закрытых” состояниях. Поэтому на выходе $U_{вых}$ ЛЭ- “И” (рис. 164, а) имеем выходной сигнал с ЛУ- “0”, а на выходе $U_{вых}$ ЛЭ- “И-НЕ” (рис. 164, б) имеем выходной сигнал с ЛУ- “±1”, причем $U_{о\ «1»} \cong \mathcal{E}$. Это “выключенное” состояние МСПС сохраняется и при наличии входных сигналов с ЛУ- “±1” не на всех входах $a_{(1–N)}$, т. к. наличие входного сигнала с ЛУ- “0” на одном из входов a_j, сохраняет “выключенное” состояние соответствующей структуры СМ, а тем самым и МСПС, образованной слоями $(j - 1)$-i-$(j + 1)$, здесь j = 1–$(M - 1)$. При поступлении на все входы $a_{(1–N)}$ входных сигналов с ЛУ- “±1”, все структуры СМ в МСПС “открываются” и через резистор $R_н$ нагрузки протекает ток $I_н = \mathcal{E}/(R_н + R_{ост}) \cong \mathcal{E}/R_н$, здесь $R_{ост}$ – остаточное сопротивление МСПС в “открытом” состоянии, а приблизительное выражение соответствует условию $R_н >> R_{ост}$ – по крайней мере, в 5–10 раз. Поэтому на выходе $U_{вых}$ ЛЭ- “И” (рис. 164, а) имеем выходной сигнал с ЛУ – “±1”, а на выходе $U_{вых}$ ЛЭ- “И-НЕ” (рис. 164, б) имеем выходной сигнал с ЛУ- “0”, причем $U_{о\ «1»} = I_н \cdot (R_н + R_{ост}) \cong I_н \cdot R_н \cong \mathcal{E}$, а $U_{о\ «0»} = I_н \cdot R_{ост}$ – амплитуда сигнала с ЛУ- “0”. Для перевода структур СМ в МСПС во “включенное” состояние, а тем самым и обеспечения работоспособности МСПС, необходимо выполнит условие:

$$U_{о\ «1»} \geq I_{ВВ\ s} \cdot (R_{ВВ\ s} + R_j), \qquad (190)$$

здесь: $I_{ВВ\ s}$ и $R_{ВВ\ s}$ – величина тока $I_{ВВ}$ в базе и сопротивление $R_{ВВ}$ базы СМ в режиме смыкания p-n переходов (Глава 3); R_j – величина тока-задающих резисторов $R_{(1–N)}$, включенных к соответствующим базовым выводам $b_{(1–N)}$ входных цепей соответствующих структур СМ, определяющая входной ток $I_{вх\ (1–N)}$ на входах $a_{(1–N)}$ ЛЭ- “И” и “И-НЕ”.

Интегральный вариант исполнения МСПС, например, из Si, показан на рис. 165.

Из рис. 165 видно, что активная часть предложенного МСПС – полупроводниковые слои 1–M расположены на поверхности подложки, которая должна быть изолятором. Поэтому алгоритм технологического процесса изготовления интегрального варианта предложенного МСПС из кремния (Si) может быть произведен операциями следующей последовательности: 1- на поверхности изолирующей подложки, например, сапфировой, наносятся эпитаксиальный слой 1–M, например p^{-}- типа проводимости с низким уровнем легирования; 2- методом первой диффузии или имплантации формируются базовые области 2, 4, 6, и т. д. четные числа $(M - 1)$, p- типа со средним уровнем легирования; 3- методом второй диффузии или имплантации формируются эмиттерные области 1, 3, 5, и т. д. нечетные числа M, n^{+}- типа с высоким уровнем легирования, причем крайние области 1 и M делаются n^{++}- типа с более высоким уровнем легирования; 4- в заключении стандартным методом фотолитографии формируются омические контакты $Э_{1,\ 2}$ и $a_{(1–N)}$ - $b_{(1–N)}$ к соответствующим областям 1, M и 2, 4, 6, и т. д. четные числа $(M - 1)$, предложенной МСПС. В другом варианте выполнения МСПС изолирующая подложка

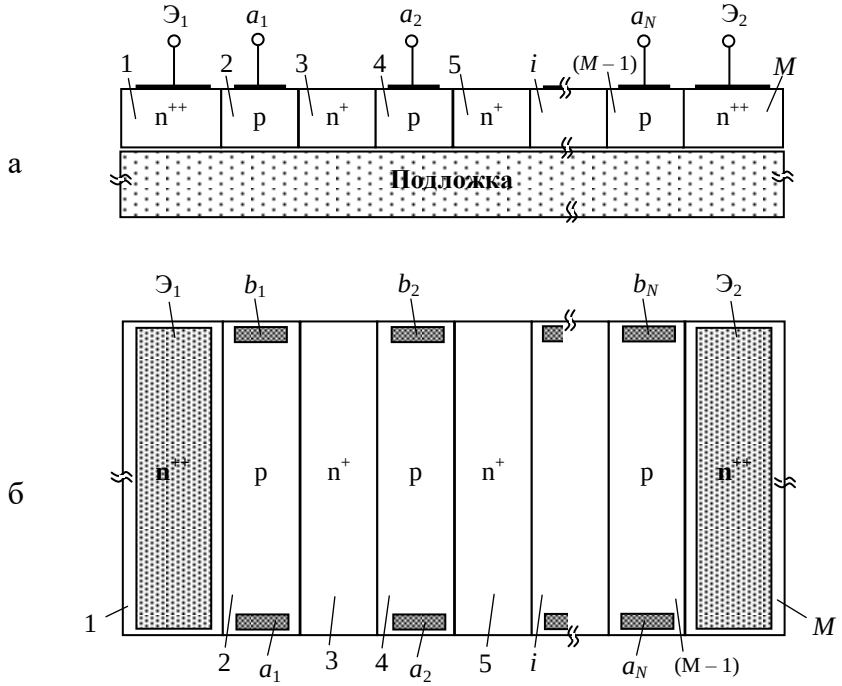


Рис. 165. Интегральный вариант выполнения многослойной полупроводниковой структуры (МСПС) из Si: а – поперечный разрез; б – планарный вид расположения омических контактов $Э_{1,\,2}$, $a_{(1–N)}$ и $b_{(1–N)}$ на поверхности МСПС, здесь цифрами и буквами обозначено: **1**–***M*** – полупроводниковые слои МСПС; $\boldsymbol{a}_{(1–N)}$ и $\boldsymbol{b}_{(1–N)}$ – базовые контакты соответствующих структур СМ – образованных соответствующими слоями 1–3, 3–5, 5–7 и т. д.

сделана из кремневой пластины, например, р- типа, на поверхности которой нанесен изолирующий слой, например, SiO_2, а на ней наносится эпитаксиальный слой 1–*M*, и т. д. по описанному алгоритму.

Отличительным преимуществам предложенных схем ЛЭ- “И” и “И-НЕ” на МСПС (рис. 164) являются более высокое быстродействие – предельная частота до сотен МГц и более, сравнительна простота конструкции при большом числе $N > 10$ логических входов $a_{(1–N)}$ элемента, возможность работы с положительной и отрицательной логикой, а также соответствие кремневой интегральной технологии изготовления.

Другой вариант МСПС показан на рис. 166, где также приведены два варианта принципиальных схем ее включения, позволяющие реализовать много входной ЛЭ- “И” (рис. 166, а) и ЛЭ- “И-НЕ” (рис. 166, б).

Из рис. 166 видно, что в этом варианте МСПС использован принцип динамического смыкания ООЗ рядом расположенных $p\text{-}n^+$ переходов эмиттерных областей $Э_{(1–M)}$ при помощи обратно смещенных рядом расположенных $p\text{-}n^+$ переходов затворных областей $G_{(1–N)}$. Здесь тоже для реализации схемы ЛЭ- “И” (рис. 164, а), МСПС включается с “заземленной” нагрузкой $R_н$, а для реализации схемы ЛЭ- “И-НЕ” (рис. 166, б), МСПС включается с “подвешенной” нагрузкой $R_н$.

ЛЭ- “И” и “И-НЕ”, показанные на рис. 166, работают следующим образом.

Включается источник напряжения $+\mathcal{E}$ питания и $p\text{-}n^+$ переходы областей эмиттеров $Э_{(1–M)}$ и затворов $G_{(1–N)}$ смещаются в обратном направлении, поэтому токов в МСПС нет, кроме тепловых токов $I_{pn\ s}$ обратно смещенных $p\text{-}n^+$ переходов, которыми можно пренебречь. При наличии входного сигнала с ЛУ- “0” на всех входах $a_{(1–N)}$ относительно ОШ устройства, схема энергии не потребляет, т. к. МСПС находится в “закрытом” состоянии. Поэтому на выходе $U_{вых}$ ЛЭ – “И” (рис. 166, а) имеем выходной сигнал с ЛУ- “0”, а на выходе $U_{вых}$ ЛЭ- “И-НЕ” (рис. 166, б) имеем выходной сигнал с ЛУ- “1”, причем $U_{о\ «1»} \cong \mathcal{E}$. Это “выключенное” состояние МСПС сохраняется и при наличии входных

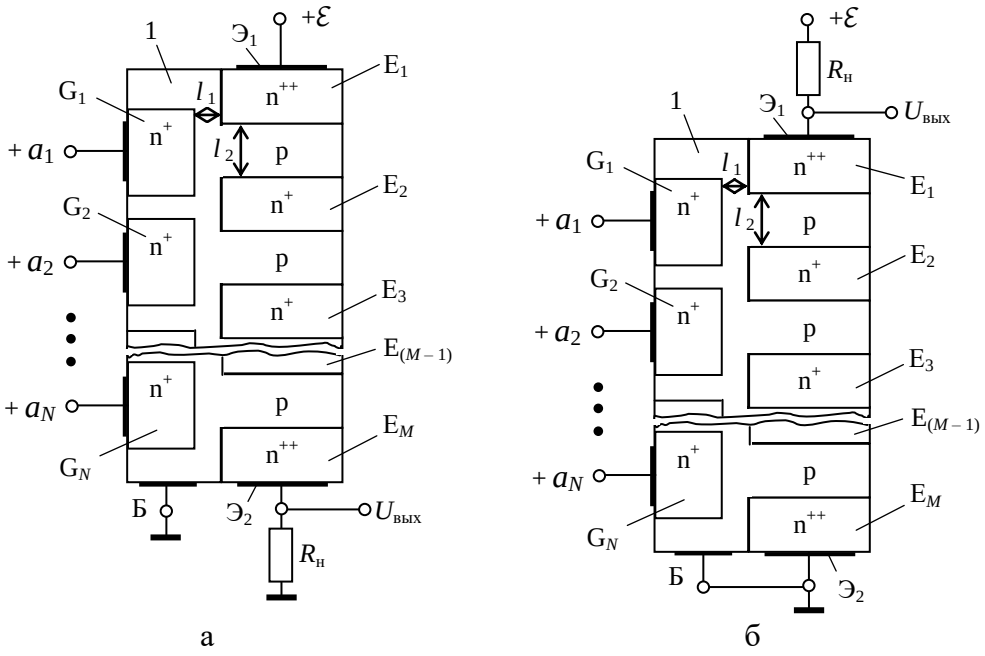


Рис. 166. Разрез многослойной полупроводниковой структуры – 1 и два варианта принципиальных схем ее включения, позволяющие реализовать много входной ЛЭ- “И” (а) и ЛЭ- “И-НЕ” (б), здесь цифрами и буквами обозначено: **1** – общая базовая область МСПС, например, р- типа проводимости со средним уровнем легирования; $E_{(1–M)}$ – эмиттерные области n^{++}- типа с высоким уровнем легирования; $G_{(1–N)}$ – области затворов n^{+}- типа с высоким уровнем легирования и с соответствующими омическими контактами $a_{(1–N)}$ к ним; $\mathbf{Э}_{1,\,2}$ – выходные контакты МСПС к крайним эмиттерным областям $E_{1,\,M}$; **Б** – базовый контакт к области 1

сигналов с ЛУ- “1” не на всех входах $a_{(1–N)}$, т. к. наличие входного сигнала с ЛУ- “0” на одном из входов a_j, сохраняет “выключенное” состояние рядом расположенных эмиттерных областей E_j и $E_{(\,j\,+\,1)}$, здесь j = 1–N, т. к. ООЗ р-n^{+} перехода рядом расположенной затворной области $G_{\,j}$ не смыкает ООЗ р-n^{+} переходов эмиттерных областей E_j и $E_{(\,j\,+\,1)}$. При поступлении на все входы $a_{(1–N)}$ входных сигналов с ЛУ- “1” относительно ОШ устройства, р-n^{+} переходы затворных областей $G_{(1–N)}$ смещаются в обратном направлении и ООЗ их р-n^{+} переходов смыкают рядом расположенных ООЗ р-n^{+} переходов эмиттерных областей $E_{(1–M)}$. Поэтому крайние эмиттерные области E_1 и E_M замыкаются и МСПС “открываются”, а через резистор $R_н$ нагрузки протекает ток $I_н = \mathcal{E}/(R_н + R_{ост}) \cong \mathcal{E}/R_н$, здесь $R_{ост}$ – остаточное сопротивление МСПС в “открытом” состоянии, а приблизительное выражение соответствует условию $R_н >> R_{ост}$ – по крайней мере, в 5–10 раз. Поэтому на выходе $U_{вых}$ ЛЭ – “И” (рис. 166, а) имеем выходной сигнал с ЛУ- “1”, а на выходе $U_{вых}$ ЛЭ- “И-НЕ” (рис. 166, б) имеем выходной сигнал с ЛУ- “0”, причем $U_{о\ «1»} = I_н \cdot (R_н + R_{ост}) \cong I_н \cdot R_н \cong \mathcal{E}$, а $U_{о\ «0»} = I_н \cdot R_{ост}$ – амплитуда ЛУ- “0”. Для обеспечения возможности перевода МСПС во “включенное” состояние необходимо выполнит условие:

$$U_{pn\ s} < U_{о\ «1»} < U_{pn\ max}, \qquad (191)$$

здесь: $U_{pn\ s}$ – напряжение смыкания ООЗ р-n^{+} переходов затворных областей $G_{(1–N)}$ с соответствующими ООЗ эмиттерных областей $E_{(1–M)}$; $U_{pn\ max}$ – напряжение пробоя р-n^{+} переходов затворных областей $G_{(1–N)}$.

Для обеспечения работоспособности МСПС (рис. 166) необходимо выполнит условия для геометрических размеров расположений ее областей. А именно, расстояние $l_1 < d_{pn\ max\ 1}$ – максимальная толщина ООЗ р-n^{+} переходов затворных областей $G_{(1–N)}$,

причем расстояние $l_2 > d_{\text{pn max 2}}$ – максимальная толщина ООЗ p-n$^+$ переходов эмиттерных областей $E_{(1–M)}$, здесь: l_1 – расстояние от затворных областей $G_{(1–N)}$ до эмиттерных областей $E_{(1–M)}$; l_2 – расстояние между рядом расположенных эмиттерных областей $E_{(1–M)}$.

Быстродействие МСПС, показанной на рис. 166, существенно повышается при соединении базовой области 1 с ОШ. Для этого базовая область 1 МСПС снабжается омическим контактом Б, например, расположенным рядом с контактом $Э_2$. Наличие гальванической связи базовой области 1 с ОШ обеспечивает быстрое восстановление нейтральности этой области, которая нарушается из-за смыкания и размыкания ООЗ p-n$^+$ переходов МСПС.

Интегральный вариант выполнения МСПС, показанной на рис. 166, аналогичен варианту интегрального выполнения, показанного на рис. 165, а. Планарный вид расположения областей МСПС соответствует показанному на рис. 166, где омические контакты $a_{(1–N)}$, $Э_{1,\,2}$ и Б расположены непосредственно на поверхности соответствующих областей $G_{(1–N)}$, $E_{1,\,M}$ и 1.

МСПС, показанной на рис. 166, по сравнению с МСПС, показанного на рис. 164, отличается значительно большими сопротивлениями логических входов $a_{(1–N)}$ и меньшим числом контактов, причем сохраняется высокое быстродействие – предельная частота до сотен МГц и более.

5.32. ЛЭ- “ИЛИ ” и “ИЛИ-НЕ” на основе эффекта смыкания p-n переходов

При рассмотрении МФПП и некоторых вариантов схем их применения (параграф 5.5) показали, что вариант МФПП, показанный на рис. 99а, указывает на возможность ее применения в качестве ЛЭ- “ИЛИ” и “ИЛИ-НЕ” с двумя логическими входами – $Б_1$ и $Б_2$ [208]. На рис. 167 показаны принципиальные схемы ЛЭ- “ИЛИ” (рис. 167, а) и “ИЛИ-НЕ” (рис. 167, б), построенные на основе варианта МФПП, показанного на рис. 99а.

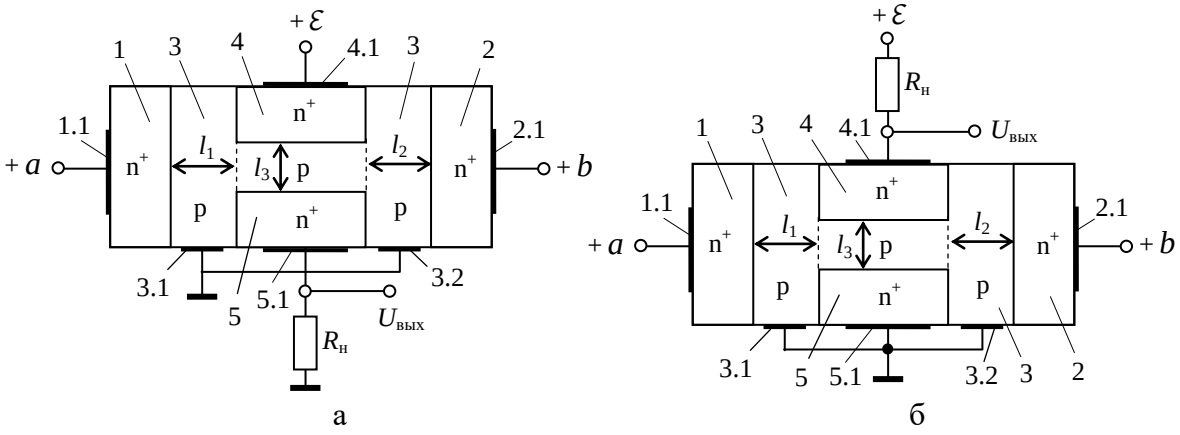


Рис. 167. Принципиальные схемы ЛЭ- “ИЛИ” (а) и “ИЛИ-НЕ” (б), здесь требования к расстояниям $l_{(1–3)}$ те же, что и для ММФПП на рис. 99а, а цифрами обозначено: **1** и **2** – затворные области, например, n$^+$- типа с соответствующими омическими контактами **1.1** и **2.1**; **3** – базовая область p- типа с соответствующими омическими контактами **3.1** и **3.2**; **4** и **5** – эмиттерные области n$^+$- типа с соответствующими омическими контактами **4.1** и **5.1**

Из рис. 167 видно, что структура МФПП дополнена контактами 3.1 и 3.2 к базовой области 3, и они соединены с ОШ ЛЭ. Это обеспечивает исключение отрицательной обратной связи в схеме ЛЭ- “ИЛИ” (рис. 167, а), которая возникает в цепи – входы *a*- 1.1, *b*- 2.1 и выход $U_{\text{вых}}$- 5.1, т. к. напряжение $u_{\text{вых}}(t)$ уменьшает суммарный сигнал на входах *a*- 1.1 и *b*- 2.1. Кроме того, “заземление” базовой области 3 повышает быстродействие ЛЭ,

т. к. обеспечивает быстрое восстановление нарушенной ее нейтральности.

На рис. 167 показанные принципиальные схемы ЛЭ- “ИЛИ” и “ИЛИ-НЕ” на основе ММФПП с дополнительными контактами 3.1, 3.2 к базовой области 3 работают аналогично ПФИ на основе ММФПП, показанного на рис. 99а.

На рис. 167 показанные принципиальные схемы ЛЭ- “ИЛИ” и “ИЛИ-НЕ” на основе ММФПП отличаются очевидной простотой схемотехнического решения и имеют сравнительно высокое быстродействие – до сотен МГц и более. Эквивалентное обозначение ММФПП с дополнительными контактами 3.1, 3.2 к базовой области 3 и планарный вид интегрального варианта выполнения этой структуры ММФПП показаны на рис. 168, а и б, соответственно.

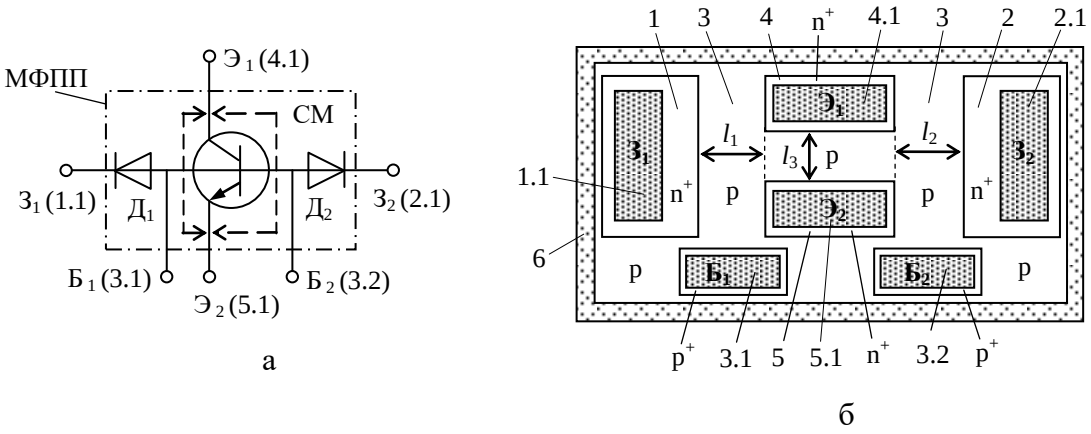


Рис. 168. Эквивалентное обозначение ММФПП с дополнительными контактами 3.1, 3.2 к базовой области 3 (а) и планарный вид интегрального варианта выполнения этой структуры ММФПП (б), здесь цифровые обозначения соответствуют показанным на рис. 165, и дополнительно обозначено: **Б**$_{1, 2}$ – базовые контакты 3.1 и 3.2 к базовой области 3; **З**$_{1, 2}$ – затворные контакты 1.1 и 2.1 к затворным областям 1 и 3; **Э**$_{1, 2}$ – эмиттерные контакты 4.1 и 5.1 к эмиттерным областям 4 и 5; **6** – изолирующая подложка

Из рис. 168, б, видно, что структура ММФПП наиболее просто изготавливается в эпитаксиальном слое Si, нанесенном на поверхности, покрытой диэлектрическим слоем SiO_2, исходного кристалла Si, выполняющего функцию подложки 6. При этом области 1, 2, 4 и 5 погружены до изолирующей поверхности подложки 6. Очевидно, что ЛЭ на такой структуре ММФПП имеет только два логические входы a – 1.1 и b – 2.1. Быстродействие такого ЛЭ получается большой – до сотен МГц и более, т. к. НЗ, например, электроны n через области закороченных ООЗ p-n$^+$ переходов между областями 3-4 и 3-5 – расстояние l_3 пролетают с дрейфовой скоростью v_s насыщения.

Другой вариант расположения полупроводниковых областей многослойной полупроводниковой структуры (МСПС) и два варианта принципиальных схем ее включения, позволяющие реализовать много входной $a_{(1–N)}$ ЛЭ- “ИЛИ” и ЛЭ- “ИЛИ-НЕ” (штрихпунктирные линии), а также поперечные разрезы двух вариантов интегрального выполнения структуры МСПС в районе ее затворной области G_1, показаны на рис. 169.

Из рис. 169, а, видно, что сущность предложения заключается в расположении линейки отдельных областей n$^+$- затворов $G_{(1–N)}$ над двумя параллельными рядом расположенными областями n$^+$- эмиттеров E_1 и E_2. Расстояние l_1 между линейкой областей $G_{(1–N)}$ затворов и областями $E_{1, 2}$ эмиттеров, и расстояние l_2 между областями эмиттеров E_1 и E_2, делаются из условий – $d_{\text{pn o}} < l_1 < d_{\text{pn max 1}}$ и $l_2 > d_{\text{pn max 2}}$, здесь: $d_{\text{pn max 1, 2}}$ – максимальная толщина ООЗ p-n$^+$ перехода между областей $G_{(1–N)}$ затворов и базы 1, и между областей $E_{1, 2}$ эмиттеров и базы 1; $d_{\text{pn o}}$ – толщина ООЗ p-n$^+$ перехода между областей $G_{(1–N)}$ затворов и базы 1 при отсутствии входных сигналов $a_{(1–N)} \Rightarrow 0$.

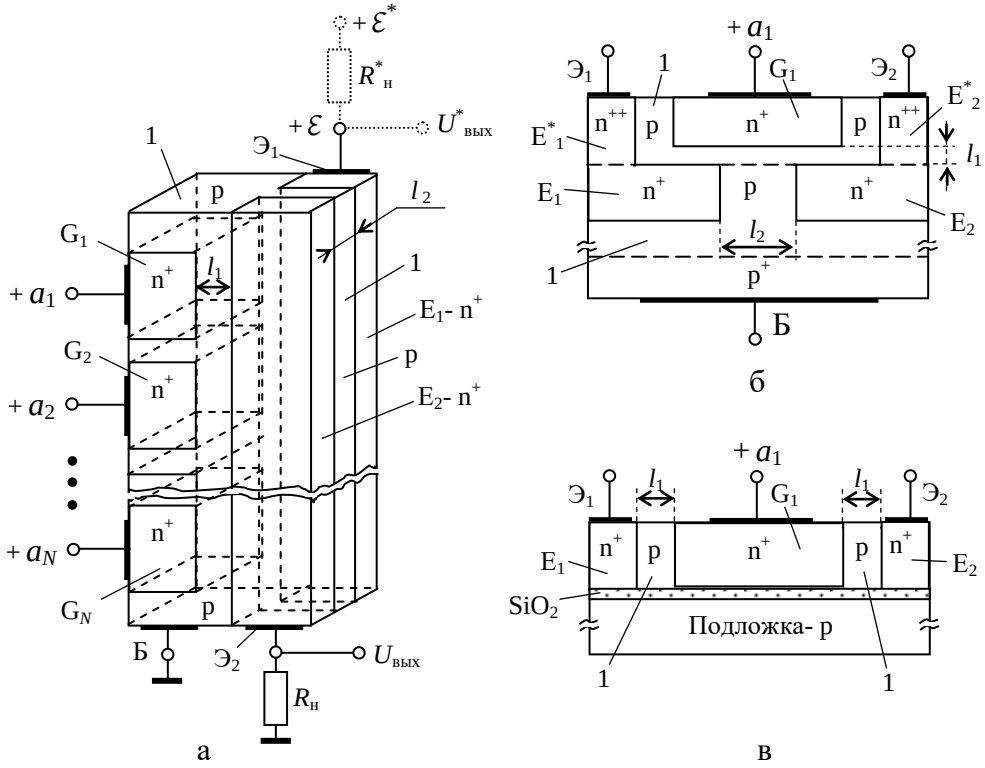


Рис. 169. Расположения полупроходных областей МСПС (1) и два варианта принципиальных схем ее включения в качестве много входного ЛЭ- “ИЛИ” (а) и ЛЭ- “ИЛИ-НЕ” (а – штрихпунктирные линии), и поперечные разрезы первого (б) и второго (в) вариантов интегрального выполнения структуры МСПС в районе ее затворной области G_1 (б), здесь цифрами и буквами обозначено: **1** – общая базовая область МСПС, например, p- типа проводимости; $\mathbf{E}_{1,\,2}$ – эмиттерные области n^+- типа; $\mathbf{E}^*_{1,\,2}$ – дополнительные эмиттерные области n^+- типа; $\mathbf{G}_{(1–N)}$ – области затворов n^+- типа с соответствующими омическими контактами $a_{(1–N)}$ к ним; $\mathbf{Э}_{1,\,2}$ – выходные контакты МСПС к эмиттерным областям $E_{1,\,2}$; **Б** – базовый контакт к области p- типа проводимости

Из рис. 169, б, видно, что этот вариант интегрального выполнения структуры МСПС сделан со скрытыми n^+- областями $E_{1,\,2}$ эмиттеров, которые сформированы в подложке p- типа, на которой, в последствии, выращен эпитаксиальный слой p- типа проводимости, в котором, в последствии, сформированы контактные n^{++}- областями $E^*_{1,\,2}$ эмиттеров $Э_{1,\,2}$ и затворные области $G_{(1–N)}$ с соответствующими контактами $a_{(1–N)}$, а базовая p- область 1 снабжена контактом Б.

<u>В другом варианте интегрального выполнения структуры МСПС</u> (рис. 169, в), она сделана на поверхности изолирующей подложки, например, из сапфира или кремневого кристалла p- типа, поверхность которого покрыт слоем SiO_2, на котором нанесен эпитаксиальный слой p- типа, в котором сформированы n^+- областями $E_{1,\,2}$ эмиттеров с соответствующими контактами $Э_{1,\,2}$, и затворные области $G_{(1–N)}$ с соответствующими контактами $a_{(1–N)}$, которые расположены между n^+- областями $E_{1,\,2}$ эмиттеров, причем все упомянутые области в эпитаксиальном слое погружены до изолирующей поверхности подложки. Базовый контакт Б сформирован на поверхности p- области рядом с контактом a_1 или a_N – на краях линейки областей n^+- затворов $G_{(1–N)}$.

Показанные на рис. 169 схемы ЛЭ- “ИЛИ” и “ИЛИ-НЕ” на основе ММФПП работают аналогично схемам ЛЭ- “ИЛИ” и “ИЛИ-НЕ”, показанным на рис. 167.

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

5.33. ЛЭ- “ИИ ” и “ИИ-НЕ” на основе эффекта смыкания p-n переходов

Вариант ММФПП, показанный на рис. 168, и его применение в качестве ЛЭ- “ИЛИ” и “ИЛИ-НЕ” с двумя логическими входами – $a \rightarrow Б_1$ и $b \rightarrow Б_2$, показанными на рис. 167, может применяться и для построения ЛЭ- “ИИ ” и “ИИ-НЕ”. Используя эквивалентное обозначение ММФПП (рис. 168, а), на рис. 170 показаны принципиальные схемы ЛЭ- “ИИ” и “ИИ-НЕ”, в которых дополнительно включены БТ – $Т_{1,\,2}$ (рис. 170, а), или ПТ – $Т_{1,\,2}$ (рис. 170, б).

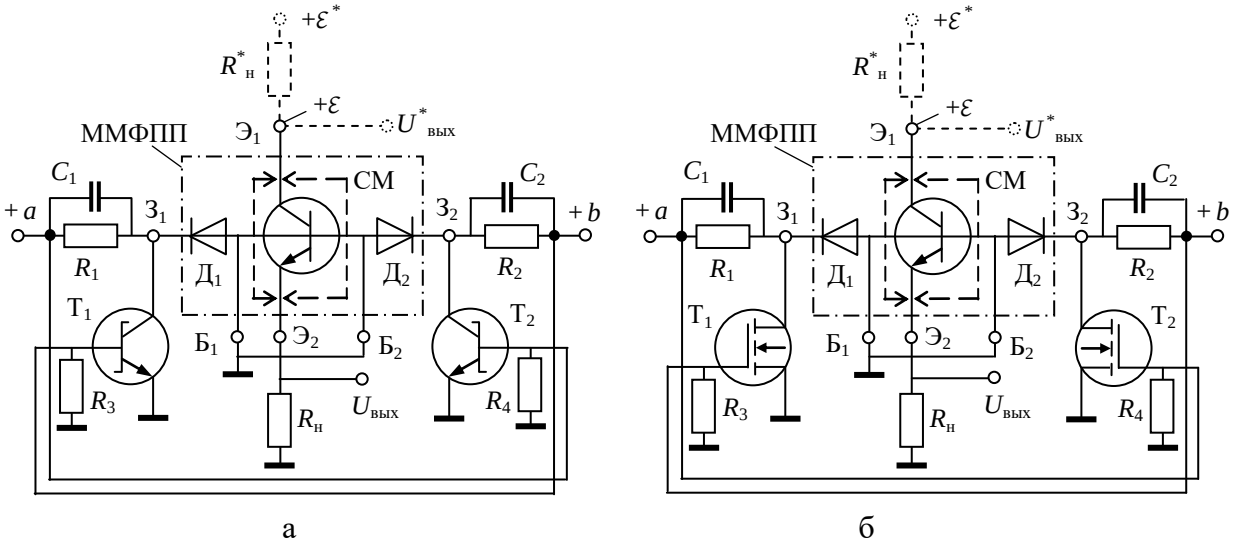


Рис. 170. Принципиальные схемы ЛЭ- “ИИ” (выход $U_{вых}$) и “ИИ-НЕ” (выход $U^*_{вых}$) на основе ЛЭ- “ИЛИ” и “ИЛИ-НЕ” (рис. 167, 168), в схемах которых включены дополнительные “ключи” на БТ – $Т_{1,\,2}$ (а), или ПТ – $Т_{1,\,2}$ (б)

Из рис. 170 видно, что ЛЭ- “ИИ” и его функция “ИИ” выполняется на выходе $U_{вых}$, а ЛЭ- “ИИ-НЕ” и его функция “ИИ-НЕ” выполняется на выходе $U^*_{вых}$, цепь которого показана штриховыми линиями. ЛЭ- “ИИ” и “ИИ-НЕ” построены на ЛЭ- “ИЛИ” и “ИЛИ-НЕ” (рис. 167) с применением ММФПП (рис. 168), причем ЛЭ- “ИЛИ” и “ИЛИ-НЕ” (рис. 167) превращаются в соответствующие ЛЭ- “ИИ” и “ИИ-НЕ” (рис. 170) путем шунтирования входов $З_1$ и $З_2$ транзисторными “ключами” $Т_{1,\,2}$, в качестве которых включены БТ – $Т_{1,\,2}$ в схеме с ОЭ (рис. 170, а), или ПТ – $Т_{1,\,2}$ в схеме с ОИ (рис. 170, б).

ЛЭ- “ИИ” и “ИИ-НЕ”, показанные на рис. 170, работают следующим образом.

Включается источник напряжения $\mathcal{E}$ питания и, при наличии входного ЛУ- “0” на входах a и b, схемы ЛЭ энергии не потребляют, т. к. все элементы – ММФПП и транзисторы $Т_{1,\,2}$ находятся в “закрытых” состояниях. Поэтому на выходе $U_{вых}$ ЛЭ- “ИИ” имеем выходной сигнал с ЛУ- “0”, а на выходе $U^*_{вых}$ ЛЭ- “ИИ-НЕ” имеем выходной сигнал с ЛУ- “1”. При поступлении на логические входы a и b входных сигналов с ЛУ- “+1” – положительной полярности, транзисторы $Т_{1,\,2}$ “открываются” и их сопротивления $R_{КЭ\ 1,\ 2}$ или $R_{СИ\ 1,\ 2}$ становятся малыми, менее 1 Ом. Поэтому делители напряжения $R_{КЭ\ 1,\ 2;\ СИ\ 1,\ 2} \| R_{1,\,2}$, подключенные к входам $З_{1,\,2}$ ММФПП, шунтируют соответствующий вход $З_{1,\,2}$ и ММФПП остается в “закрытом” состоянии, а на выходах $U_{вых}$ и $U^*_{вых}$ имеем те же самые соответствующие сигналы с ЛУ- “0” и “1”. Для надежного шунтирования входов $З_{1,\,2}$ ММФПП необходимо выполнит условия:

$$U_{о\ “1”} \cdot R_{КЭ,\ СИ} / (R_{КЭ,\ СИ} + R_{1,\,2}) < U_{pn\ s}, \tag{192}$$

$$U_{о\ “1”} \cong \mathcal{E} > U_{pn\ s}, \tag{193}$$

$$2 \cdot U_{s\,(i)} \geq U_{о\ “1”} > U_{s\,(i)}, \tag{194}$$

здесь: $U_{pn\ s}$ – напряжение смыкания ООЗ p-n переходов затворов $З_{1,\,2}$ ММФПП; $U_{s\ (i)}$ – напряжение индукции канала ПТ- $Т_{1,\,2}$.

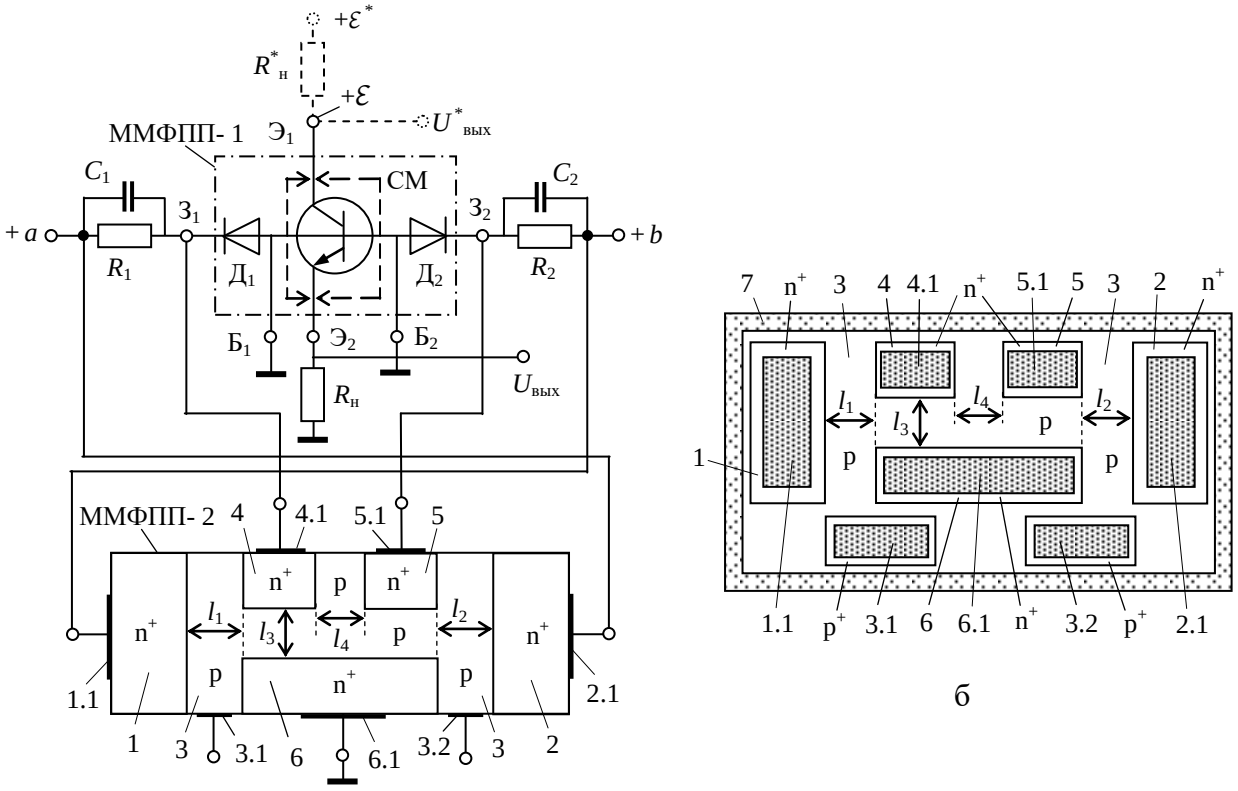
Если входной логический сигнал с ЛУ- “1” поступает только на вход *a* или *b*, то в этом случае ММФПП “открывается” и на выходе $U_{вых}$ ЛЭ- “ИИ” имеем выходной сигнал с ЛУ- “1”, а на выходе $U^*_{вых}$ ЛЭ- “ИИ-НЕ” имеем выходной сигнал с ЛУ- “0”. Конденсаторы $C_{1,\,2}$ включены для повышения быстродействие ЛЭ и их величина устанавливается из условие:

$$R_{1,\,2}\cdot C_{1,\,2} \cong R^*_{КЭ,\,СИ}\cdot C_{КЭ,\,СИ}, \qquad (195)$$

здесь: $C_{КЭ,\,СИ}$ – соответствующая емкость коллектор-эмиттер БТ – $Т_{1,\,2}$ и сток-исток ПТ – $Т_{1,\,2}$; $R^*_{КЭ,\,СИ}$ – соответствующее сопротивление коллектор-эмиттер БТ – $Т_{1,\,2}$ и сток-исток ПТ – $Т_{1,\,2}$ в “закрытых” состояниях.

Очевидно, что для повышения быстродействие ЛЭ (рис. 170, а) необходимо исключит насыщение БТ – $Т_{1,\,2}$, например, применением $ДШ_{1,\,2}$, включенных между выводами К-Б, или транзисторов Шоттки (ТШ – $Т_{1,\,2}$), что показано на рис. 168, а. Также необходимо ограничивать величину сопротивлений $R_{3,\,4} \le 1$ кОм. При соблюдении этих условий быстродействие ЛЭ достигает сотни МГц и более.

Другой вариант выполнения ЛЭ- “ИИ ” и “ИИ-НЕ” на основе ЛЭ- “ИЛИ” и “ИЛИ-НЕ” (рис. 167) с применением ММФПП- 1 (рис. 168) и дополнительного ММФПП- 2 с измененной структурой, работающего аналогичным принципом смыкания ООЗ p-n переходов, показаны рис. 171,а, и там же, на рис. 171,б, показан планарный вид интегрального варианта выполнения измененной структуры ММФПП- 2.



а б

Рис. 171. Принципиальная схема другого варианта выполнения ЛЭ- “ИИ” (выход $U^*_{вых}$) и “ИИ-НЕ” (выход $U_{вых}$) на основе ЛЭ- “ИЛИ” и “ИЛИ-НЕ” (рис. 167) с применением ММФПП- 1 (рис. 168) и дополнительного ММФПП- 2, здесь цифровые обозначения 1–4 и 1.1–4.1 соответствуют показанным на рис. 165, и дополнительно обозначено: **5** – дополнительная эмиттерная область n^+- типа с омическим контактом 5.1; **6** – общая эмиттерная область n^+- типа с омическим контактом 6.1; **7** – изолирующая подложка

Из рис. 171 видно, что ЛЭ- “ИИ” и его функция “ИИ” выполняется на выходе $U_{вых}$, а ЛЭ- “ИИ-НЕ” и его функция “ИИ-НЕ” выполняется на выходе $U^*_{вых}$, цепь которого

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

показана штриховыми линиями. ЛЭ- “ИИ” и “ИИ-НЕ” построены на ЛЭ- “ИЛИ” и “ИЛИ-НЕ” (рис. 167) с применением ММФПП- 1 (рис. 168), причем ЛЭ- “ИЛИ” и “ИЛИ-НЕ” (рис. 167) превращаются в соответствующие ЛЭ- “ИИ” и “ИИ-НЕ” (рис. 171) путем шунтирования входов $З_1$ и $З_2$ соответствующими структурами n^+-p-n^+ – 5-3-6 и 4-3-6 ММФПП- 2, которые выполняют функцию “ключа”. Для надежной работы ММФПП- 2, требования к расстояниям $l_{(1–3)}$ те же, что и для ММФПП- 1 (рис. 99а, а), а $l_4 > d_{\text{pn max}}$ – максимальная толщина ООЗ p-n^+ переходов между областями 3-4 и 3-5.

ЛЭ- “ИИ” и “ИИ-НЕ”, показанные на рис. 171, а, работают следующим образом.

Включается источник напряжения $\mathcal{E}$ питания и, при наличии входного ЛУ- “0” на входах a и b, схемы ЛЭ энергии не потребляют, т. к. все элементы – ММФПП- 1 и ММФПП- 2 находятся в “закрытых” состояниях. Поэтому на выходе $U_{\text{вых}}$ ЛЭ- “ИИ” имеем выходной сигнал с ЛУ- “0”, а на выходе $U^*_{\text{вых}}$ ЛЭ- “ИИ-НЕ” имеем выходной сигнал с ЛУ- “1”. При поступлении на логические входы a и b входных сигналов с ЛУ- “+1” – положительной полярности, структуры n^+-p-n^+ – 5-3-6 и 4-3-6 ММФПП- 2 “открываются” и их сопротивления $R_{\text{4-6, 5-6}}$ становятся малыми, менее 1 Ом. Поэтому делители напряжения $R_{\text{4-6, 5-6}} \| R_{1, 2}$, подключенные к входам $З_{1, 2}$ ММФПП- 1, шунтируют соответствующий вход $З_{1, 2}$ и ММФПП- 1 остается в “закрытом” состоянии, а на выходах $U_{\text{вых}}$ и $U^*_{\text{вых}}$ имеем те же самые соответствующие сигналы с ЛУ- “0” и “1”. Для надежного шунтирования входов $З_{1, 2}$ ММФПП- 1 необходимо выполнит условия:

$$U_{\text{о “1”}} \cdot R_{\text{4-6, 5-6}} / (R_{\text{4-6, 5-6}} + R_{1, 2}) < U_{\text{pn s}}, \tag{196}$$

$$U_{\text{о “1”}} \cong \mathcal{E} > U_{\text{pn s}}, \tag{197}$$

здесь $U_{\text{pn s}}$ – напряжение смыкания ООЗ p-n переходов затворов $З_{1, 2}$ ММФПП-1 и n^+-p переходов 1-3 с 3-4 и 3-6, и 2-3 с 3-5 и 3-6 в структуре ММФПП- 2.

Структуры ММФПП- 1 и ММФПП- 2 могут быть сформированы в общем кристалле, например, так, как это показано на рис 172.

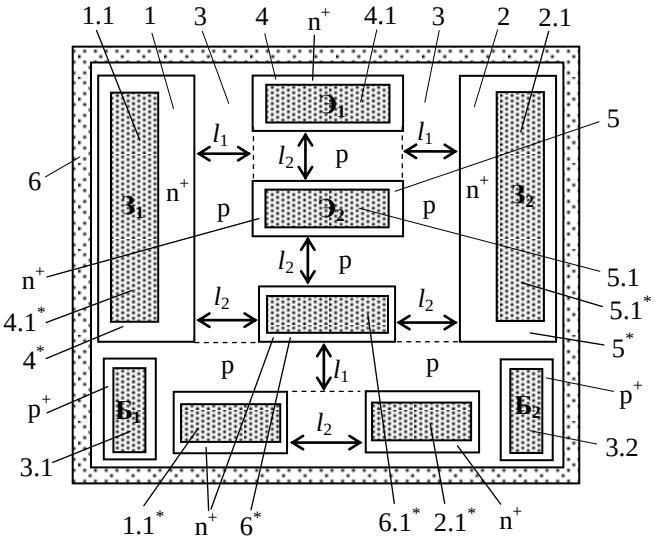


Рис. 172. Планарный вид структур ММФПП- 1 (рис. 168, б) и ММФПП- 2 (рис. 171, б), сформированных в одном общем кристалле p- типа, здесь цифровые и буквенные обозначения соответствуют показанным на рис. 168 и рис. 171 для цифр со звездочками

Для надежной работы ММФПП- 1 и ММФПП- 2 в одном кристалле (рис 172) требования к расстояниям $l_{1, 2}$ должны соответствовать неравенствам: $l_1 < d_{\text{pn max}}$, а $l_2 > d_{\text{pn max}}$ – максимальная толщина ООЗ p-n^+ переходов между соответствующими областями.

Транзисторная схема ЛЭ- “ИИ”, показанная на рис. 159, и ее дополняющая схема

КЛУ, показанная на рис. 160, тоже могут быть исполнены в полупроводниковом варианте на основе применения эффекта смыкания p-n переходов.

На рис. 173 показан вариант полупроводникового выполнения схемы ЛЭ- “ИИ”, реализующий транзисторные схемы, показанные на рис. 159 и рис. 160.

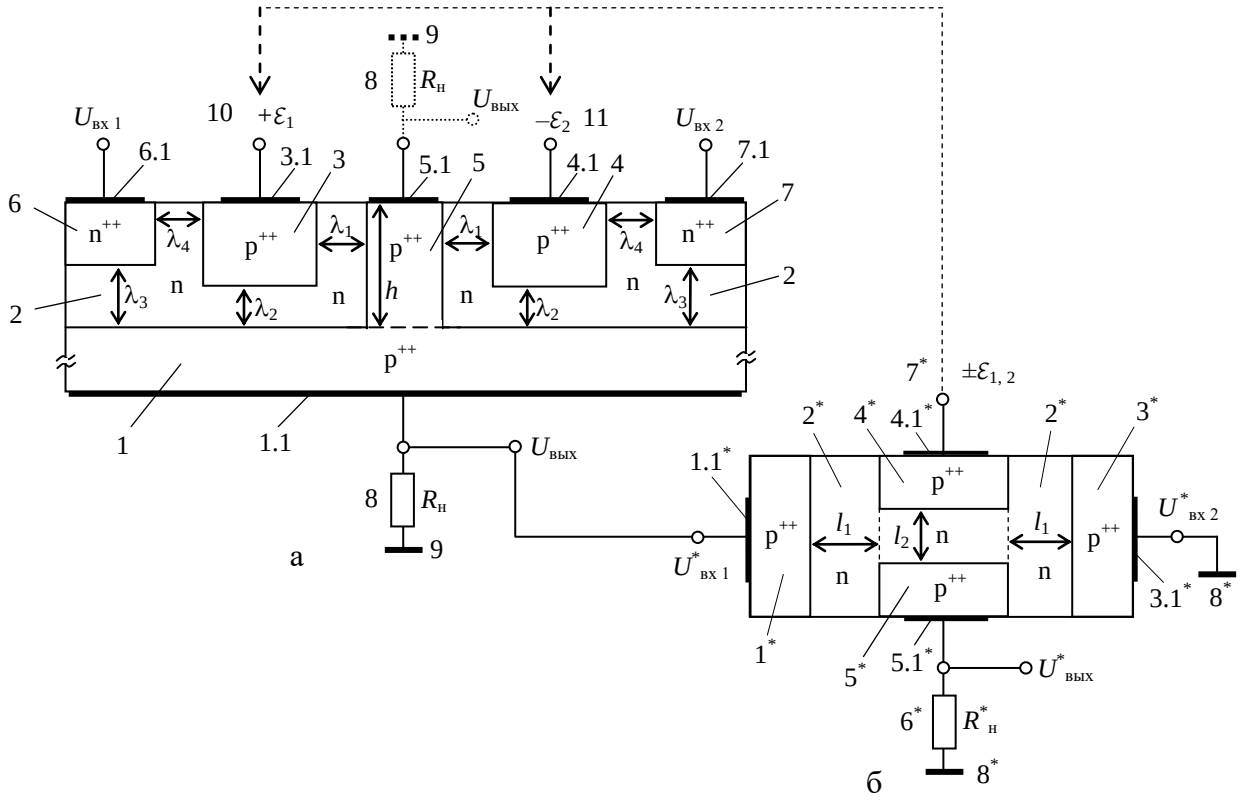


Рис. 173. Вариант полупроводникового выполнения схемы ЛЭ- “ИИ”, реализующий транзисторные схемы, показанные на рис. 159 – (а) и рис. 160 – (б), здесь в (а) цифрами обозначено: **1** – подложка, например, полупроводниковая пластина p^{++}- типа проводимости; **2** – эпитаксиальный слой n- типа; **3**–**5** – области p^{++}- типа; **6** и **7** – области n^{++}- типа; **8** – первый резистор $R_н$ нагрузки; **9** – ОШ; **10** и **11** – источники постоянных разнополярных напряжений $\pm\mathcal{E}_1$ и $\mp\mathcal{E}_{1,2}$ питания; **1.1**, **3.1**–**7.1** – омические контакты – выводы к соответствующим областям. Здесь в (б) цифрами обозначено: $\mathbf{1}^*$, $\mathbf{3}^*$–$\mathbf{5}^*$ – области p^{++}- типа; $\mathbf{2}^*$ – область n- типа; $\mathbf{6}^*$ – второй резистор $R^*_н$ нагрузки; $\mathbf{7}^*$ – источник 10 или 11 питания; $\mathbf{8}^*$ – ОШ, тоже, что и ОШ 9 (а); $\mathbf{1.1}^*$, $\mathbf{3.1}^*$–$\mathbf{5.1}^*$ – омические контакты – выводы к соответствующим областям

Из рис. 173 видно, что транзисторная схема ЛЭ- “ИИ”, показанная на рис. 159, реализована в полупроводниковой структуре, показанной на рис. 173, а. в этой структуре реализован принцип смыкания ООЗ рядом расположенных соответствующих областей, и она работает следующим образом.

Для обеспечения работоспособности полупроводниковой структуры (рис. 173, а) ее геометрические размеры – расположения областей выполнены с соблюдением следующих условий: расстояния λ_1 от области 5 до областей 3 и 4 сделаны из условие $\lambda_1 < d_{pn\ (1(5)\text{-}2)\ max}$ – максимальная толщина ООЗ p-n перехода между областями 1-5 и 2; расстояния λ_2 от подложки 1 до областей 3 и 4 сделаны по условие $d_{pn\ (1(5)\text{-}2)\ max} > \lambda_2 > L_{d\ (p)}$ – диффузионная длина ННЗ – дырок p_n в слое 2; расстояния λ_3 от подложки 1 до областей 6 и 7 сделаны по условие $\lambda_3 > d_{pn\ (1(5)\text{-}2)\ max}$; расстояния λ_4 между областями 6 и 3 и областями 7 и 4 сделаны по условие $\lambda_4 > d_{pn\ (3,4\text{-}2)\ max}$ – максимальная толщина ООЗ p-n

переходов между областями 3-2 и 2-4. Далее, вывод 3.1 подключен, например, к положительному полюсу источника $+\mathcal{E}_1$ (10), а вывод 4.1 подключен к отрицательному полюсу источника $-\mathcal{E}_2$ (11), причем вторые полюсы этих источников питания соединены с ОШ (9) устройства. При включении источников 10 и 11 питания, соответствующие p-n переходы 1(5)-2 и 4-2 смещаются в обратном направлении и поэтому на первом выходе $U_{\text{вых}}$ (1.1 или 5.1) напряжение $u_{\text{вых}}(t)$ отсутствует, ее амплитуда $U_{\text{о вых}} \cong 0$, что соответствует ЛУ- "0". При подаче входного ЛУ- "+1" с амплитудой $U_{\text{о "1"}} \geq U_{\text{pn s}}$ – напряжение смыкания ООЗ p-n переходов 1(5)-2 и 2-3 или 1-2 и 2-4, на вход $U_{\text{вх 1}}$ (6.1) или $U_{\text{вх 2}}$ (7.1), соответствующие p-n переходы смыкаются и по соответствующей цепи: $+\mathcal{E}_1$-3-5(1)-$R_{\text{н}}$ или $-\mathcal{E}_2$-4-5(1)-$R_{\text{н}}$ протекают токи $i_{\text{вых 1, 2}}(t)$ с амплитудами $I_{\text{о 1, 2}} \cong |\pm\mathcal{E}_{1.\,2}|/R_{\text{н}} > 0$. Поэтому на выходе $U_{\text{вых}}$ напряжение $U_{\text{о вых}} \cong |\pm I_{\text{о 1, 2}}| \cdot R_{\text{н}} \cong |\pm\mathcal{E}_{1,\,2}| > 0$, что соответствует ЛУ- "±1". Когда входные ЛУ- "+1" действуют на оба входа $U_{\text{вх 1, 2}}$ (6.1, 7.7) одновременно, на выходе $U_{\text{вых}}$ напряжение $U_{\text{о вых}} \cong |+ I_{\text{о 1}} + (- I_{\text{о 2}})| \cdot R_{\text{н}} \cong 0$, что соответствует ЛУ- "0", при условии, что $|+I_{\text{о 1}}| \cong |-I_{\text{о 2}}|$. Отсюда видно, что на выходе $U_{\text{вых}}$ устройства, показанного на рис. 173, а, формируется разнополярные ЛУ- "±1", что не является желательным для одноуровневых логических схем – положительной или отрицательной логики. Однако полученный результат расширяет функциональные свойства устройства и может применяться в различных устройствах автоматики.

Разнополярные ЛУ- "±1" на выходе $U_{\text{вых}}$ устройства, показанного на рис. 173, а, заменяются на однополярные ЛУ- "+1" или ЛУ- "–1", включением дополнительной схемы КЛУ, показанной на рис. 160.

Полупроводниковая схема КЛУ (рис. 160 → рис. 173, б) работает следующим образом.

При включении источников 10 и 11 питания, в зависимости от полярности подключенного к выводу 4.1^* (7^*) источника 10 или 11, например, подключен источник напряжения $+\mathcal{E}_1$, соответствующие p-n переходы 1^*-2^*, 5^*-2^* и 3^*-2^* смещаются в обратном направлении и поэтому на втором выходе $U^*_{\text{вых}}$ (5.1^*) напряжение $u^*_{\text{вых}}(t)$ отсутствует, ее амплитуда $U^*_{\text{о вых}} \cong 0$, что соответствует ЛУ- "0". Это условие соблюдается при $|\pm\mathcal{E}_{1,\,2}| < U^*_{\text{pn s}}$ – напряжение смыкания ООЗ p-n переходов 1^*-2^* с 2^*-4^* и 2^*-5^*, и 3^*-2^* с 2^*-4^* и 2^*-5^*, что является условием работоспособности КЛУ (рис. 173, б). Когда на первом выходе $U_{\text{вых}}$ (1.1 или 5.1) имеется выходной ЛУ- "±1", в зависимости от эго полярности p-n переход 1^*-2^*, при ЛУ- "–1", или 3^*-2^*, при ЛУ- "+1", смешается в обратном направлении и соответствующие ООЗ p-n переходов 1^*-2^* с 2^*-4^* и 2^*-5^*, или 3^*-2^* с 2^*-4^* и 2^*-5^* смыкаются и по замкнутыми соответствующими цепями: $\pm\,\mathcal{E}_{1,\,2}$-4^*-2^*-5^*-$R^*_{\text{н}}$ протекают токи $i^*_{\text{вых 1, 2}}(t)$ с амплитудами $I^*_{\text{о 1, 2}} \cong |\pm\mathcal{E}_{1.\,2}|/R^*_{\text{н}} > 0$. Поэтому на втором выходе $U^*_{\text{вых}}$ (5.1^*) напряжение $U^*_{\text{о вых}} \cong |\pm I^*_{\text{о 1, 2}}| \cdot R^*_{\text{н}} \cong |\pm\mathcal{E}_{1.\,2}| > 0$, что соответствует ЛУ- "+1" ($+\mathcal{E}_1$) или ЛУ- "–1" ($-\mathcal{E}_2$). Таким образом, на втором выходе $U^*_{\text{вых}}$ (5.1^*) устройства (рис. 173) формируются однополярные ЛУ- "+1" или "–1", соответствующие положительной или отрицательной логике.

Очевидно, что полупроводниковая схема ЛЭ- "ИИ", показанная на рис. 173, может быть выполнена в одном кристалле, например так, как показано на рис. 174.

Из рис. 174 видно, что интегральный вариант исполнения ЛЭ- "ИИ", например, из Si, его активная часть расположена на поверхности подложки, которая не обязательно должна быть изолятором. Поэтому алгоритм технологического процесса изготовления интегрального варианта предложенного ЛЭ- "ИИ" из кремния (Si) может быть произведен операциями следующей последовательности: **1**- на поверхности проводящей подложки 1, например, сильнолегированного кристалла p^{++}- типа, наносятся эпитаксиальный слой 2 (2^*), n- типа проводимости со средним уровнем легирования; **2**- методом первой диффузии или имплантации формируются области 3–5, 1^*, 3^*–5^* p^{++}- типа с высоким уровнем легирования; **3**- методом второй диффузии или имплантации формируются области 6 и 7 n^{++}- типа с высоким уровнем легирования; **4**- в заключении стандартным методом

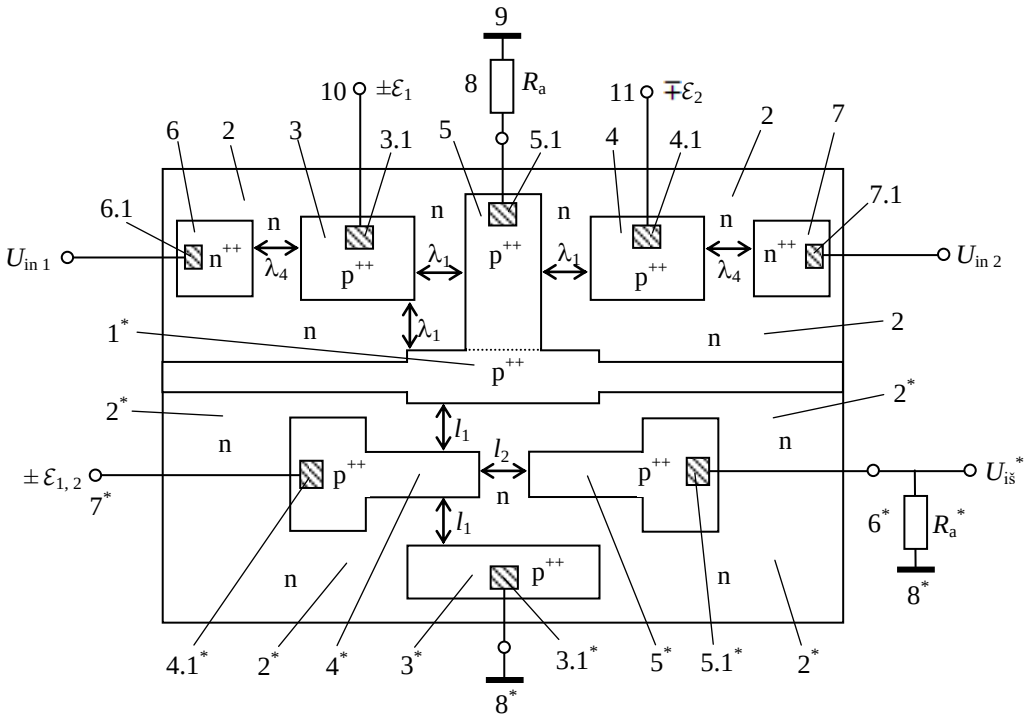


Рис.174. Вариант полупроводникового выполнения схемы ЛЭ- “ИИ” в одном кристалле, реализующей полупроводниковые схемы, показанные на рис. 173, здесь цифровые обозначения соответствуют показанным цифровым обозначениям на рис. 173

фотолитографии формируются соответствующие омические контакты 3.1–5.1, 6.1, 7.1, 1.1^*, 3.1^*–5.1^* к соответствующим областям.

Отличительным преимуществам предложенных схем ЛЭ- “ИИ” являются более высокое быстродействие – предельная частота до сотен МГц и более, сравнительна простота конструкции, возможность работы с положительной и отрицательной логикой, а также соответствие кремневой интегральной технологии изготовления.

5.34. Выбираемой ЛФ “ИИ” (“ИИ-НЕ”) и “ИЛИ” (“ИЛИ-НЕ”) ЛЭ с электронным управлением установки ЛФ на основе эффекта смыкания p-n переходов

На рис. 163 показанная транзисторная схема выбираемой ЛФ ЛЭ- “И-НЕ” (“И”) и “ИЛИ-НЕ” (“ИЛИ”) на основе БТ и ПТ, которая отличаются сравнительной простотой схемотехнического решения, и имеет сравнительно высокое быстродействие – до сотен МГц и более, может быть построена в одном кристалле с использованием принципа работы на основе эффекта смыкания ООЗ p-n переходов рядом расположенных полупроводниковых областей. Вариант полупроводниковой структуры, в которой реализован этот принцип работы, показан на рис. 175.

На рис. 175, а, ткже показана и принципиальная схема включения транзисторной схемы выбираемой ЛФ ЛЭ- “И-НЕ” (“И”) и “ИЛИ-НЕ” (“ИЛИ”), а на рис. 175, б, показан планарный вид расположения областей и омических контактов на поверхности полупроводниковой структуры.

Из рис. 175 видно, что в предложенной полупроводниковой структуре применен принцип электрически управляемого числа областей, участвующих в процессе смыкания ООЗ их p-n переходов. Это управление осуществляется при помощи МДП (МОП) структур – затворы $З_{1,\ 2}$, которые позволяют в области p- типа индуцировать n_i- каналы между рядом расположенными областями n^+- типа проводимости. Для реализации этого

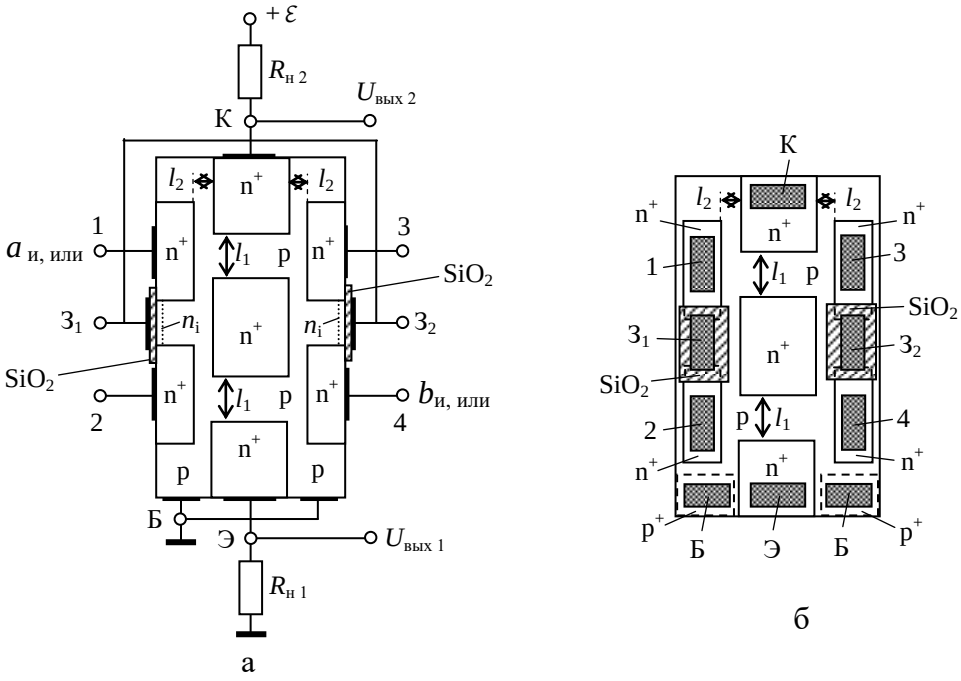


Рис. 175. Вариант полупроводниковой структуры и принципиальная схема включения (а) выбираемой ЛФ ЛЭ- “И” (“И-НЕ”) или “ИЛИ” (“ИЛИ-НЕ”), работающего на основе эффекта смыкания ООЗ p-n переходов рядом расположенных полупроводниковых областей, и планарный вид расположения областей и омических контактов на поверхности полупроводниковой структуры (б)

На рис. 175, а, ткже показана и принципиальная схема включения транзисторной схемы выбираемой ЛФ ЛЭ- “И-НЕ” (“И”) и “ИЛИ-НЕ” (“ИЛИ”), а на рис. 175, б, показан планарный вид расположения областей и омических контактов на поверхности полупроводниковой структуры.

Из рис. 175 видно, что в предложенной полупроводниковой структуре применен принцип электрически управляемого числа областей, участвующих в процессе смыкания ООЗ их p-n переходов. Это управление осуществляется при помощи МДП (МОП) структур – затворы $З_{1,\,2}$, которые позволяют в области p- типа индуцировать n_i- каналы между рядом расположенными областями n^+- типа проводимости. Для реализации этого принципа работы, в структуре ПП расстояние l_1 между рядом расположенных трех областей n^+- типа, помещенных в одну цепочку в центральной части структуры ПП, должно удовлетворят требованию $l_1 > d_{pn\ мах\ 1}$ – максимальная толщина ООЗ p-n^+ перехода между областями n^+- типа в центральной части структуры ПП и общей базовой области p- типа. Аналогично, расстояние l_2 между рядом расположенных трех центральных областей n^+- типа и двумя рядом расположенными краевыми областями n^+- типа с обеих сторон этой центральной цепочки должно удовлетворят требованию $d_{pn\ o\ 2} < l_2 < d_{pn\ мах\ 2}$ – максимальная толщина ООЗ p-n^+ перехода между областями n^+- типа в краевых частях структуры ПП и общей базовой области p- типа, а $d_{pn\ o\ 2}$ – толщина ООЗ этих p-n^+ переходов при отсутствии входных логических сигналов – ЛУ- “1” на входах $a_{(И,\,ИЛИ)} \Rightarrow 0$ и $b_{(И,\,ИЛИ)} \Rightarrow 0$.

ПП, включенный в схему выбираемой ЛФ ЛЭ- “И” (“И-НЕ”) и “ИЛИ” (“ИЛИ-НЕ”), показанные на рис. 175, а, работают следующим образом.

При включении источника постоянного напряжения $\mathcal{E}$ питания, ток $i_{Rн\ 1,\ 2}(t) \cong 0$, т. к. p-n^+ переход между коллекторной (К) областью n^+- типа и базовой (Б) области p- типа смещен в обратном направлении, здесь $i_{Rн\ 1,\ 2}(t)$ – выходной ток в нагрузках $R_{н\ 1,\ 2}$. Поэтому на эмиттере Э – выходе $U_{вых\ 1}$ ЛЭ имеем низкий уровень – амплитуду $U_{o\ вых\ 1} \cong 0$,

соответствующий ЛУ- “0”, а на коллекторе К – выходе $U_{\text{вых } 2}$ ЛЭ имеем высокий уровень – амплитуду $U_{\text{о вых } 2} \cong + \mathcal{E}$, соответствующий ЛУ- “+1”. При подаче входного ЛУ- “+1”, с амплитудой $U_{\text{о “1”}} \geq U_{\text{pn s}}$ – напряжение смыкания ООЗ p-n переходов, на один из логических входов $a_{\text{(И, ИЛИ)}} \Rightarrow$ “+1” (1) или $b_{\text{(И, ИЛИ)}} \Rightarrow$ “+1” (4), или на других возможных логических входах 2 или 3, происходит смыкание ООЗ соответствующих p-n^+ переходов – n^+- области контакта 1 с n^+- областью коллектора К и центральной n^+- областью, n^+- области контакта 4 с n^+- областью эмиттера Э и центральной n^+- областью, и аналогично для n^+- области контакта 3 или 4. При этом ток $i_{\text{Rн 1, 2}}(t) \cong 0$ и сигналы на выходах $U_{\text{вых 1, 2}}$ остаются прежними. При одновременной подаче входных ЛУ- “+1” на оба логических входах $a_{\text{(И, ИЛИ)}} \Rightarrow$ “+1” (1) и $b_{\text{(И, ИЛИ)}} \Rightarrow$ “+1” (4), или на других возможных логических входах 2 $\Rightarrow$ “+1” и 3 $\Rightarrow$ “+1”, происходит смыкание ООЗ соответствующих p-n^+ переходов – n^+- области контакта 1 с n^+- областью коллектора К и центральной n^+- областью, и n^+- области контакта 4 с n^+- областью эмиттера Э и центральной n^+- областью, и аналогично для n^+- области контакта 3 или 4. Поэтому ток $i_{\text{Rн 1, 2}}(t) \cong \mathcal{E}/(R_{\text{н 1}} + R_{\text{н 2}}) > 0$ и на эмиттере Э – выходе $U_{\text{вых 1}}$ ЛЭ имеем высокий уровень – амплитуду $U_{\text{о вых 1}} \cong \mathcal{E}/2$, соответствующий ЛУ- “+1”, а на коллекторе К – выходе $U_{\text{вых 2}}$ ЛЭ – низкий уровень – амплитуду $U_{\text{о вых 2}} \cong +\mathcal{E}/2$, соответствующий ЛУ- “0”, при одинаковых $R_{\text{н 1}} \cong R_{\text{н 2}}$. Отсюда видим, что при использовании обоих выходах $U_{\text{вых 1, 2}}$, получаем неодинаковых высоких ЛУ и низких ЛУ на выходах $U_{\text{вых 1}}$ и $U_{\text{вых 2}}$. Поэтому, при использовании инвертирующего выхода $U_{\text{вых 2}}$, необходимо установить $R_{\text{н 1}} = 0$ – эмиттер Э соединяется с ОШ устройства, а при использовании не инвертирующего выхода $U_{\text{вых 1}}$, необходимо установить $R_{\text{н 2}} = 0$ – коллектор К соединяется с $+ \mathcal{E}$ источника питания. Таким образом показали, что ЛЭ (рис. 175, а), при отсутствии сигналов управления $U_{\text{З 1, 2}} = 0$ на затворах $\text{З}_{1,\,2}$, выполняет ЛФ “И” – на выходе $U_{\text{вых 1}}$, и “И-НЕ” – на выходе $U_{\text{вых 2}}$. При подаче на затворах $\text{З}_{1,\,2}$ сигнал управления $U_{\text{З 1, 2}} > U_{\text{s (i)}}$ – напряжение индукции n_{i}- канала между n^+- областями контактов 1-2 и 3-4, эти n^+- области становится общими. Поэтому, при подаче входного ЛУ- “+1” на логический вход $a_{\text{(И, ИЛИ)}} \Rightarrow$ “+1” (1) или $b_{\text{(И, ИЛИ)}} \Rightarrow$ “+1” (4), или на другой возможный логический входах 2 $\Rightarrow$ “+1” или 3 $\Rightarrow$ “+1”, происходит смыкание ООЗ соответствующих p-n^+ переходов – n^+- области контактов 1 и 2 с n^+- областью коллектора К, центральной n^+- областью и с n^+- областью эмиттера Э, или аналогично n^+- области контактов 3 и 4 с n^+- областью коллектора К, центральной n^+- областью и с n^+- областью эмиттера Э. Поэтому, ток $i_{\text{Rн 1, 2}}(t) \cong \mathcal{E}/(R_{\text{н 1}} + R_{\text{н 2}}) > 0$ и на эмиттере Э – выходе $U_{\text{вых 1}}$ ЛЭ имеем высокий уровень – амплитуду $U_{\text{о вых 1}} \cong \mathcal{E}/2$, соответствующий ЛУ- “+1”, а на коллекторе К – выходе $U_{\text{вых 2}}$ ЛЭ – низкий уровень – амплитуду $U_{\text{о вых 2}} \cong + \mathcal{E}/2$, соответствующий ЛУ- “0”, при $R_{\text{н 1}} \cong R_{\text{н 2}}$. Таким образом показали, что ЛЭ (рис. 175, а), при наличии сигнала управления $U_{\text{З 1, 2}} > U_{\text{s (i)}}$, выполняет ЛФ “ИЛИ” – на выходе $U_{\text{вых 1}}$, и “ИЛИ-НЕ” – на выходе $U_{\text{вых 2}}$.

Из рис. 175, б, видно, что интегральный вариант исполнения выбираемой ЛФ ЛЭ- “И” (“И-НЕ”) и “ИЛИ” (“ИЛИ-НЕ”), например, из Si, его активная часть расположена на поверхности подложки, которая не обязательно должна быть изолятором. Поэтому алгоритм технологического процесса изготовления интегрального варианта предложенного выбираемой ЛФ ЛЭ из кремния (Si) может быть произведен операциями следующей последовательности: **1**- на поверхности проводящей подложки, например, сильнолегированного кристалла p^+- типа проводимости, наносятся эпитаксиальный слой p- типа со средним уровнем легирования; **2**- методом первой диффузии или имплантации формируются соответствующие области n^+- типа с высоким уровнем легирования; **3**- методом второй диффузии или имплантации формируются области p^+- типа с высоким уровнем легирования для базовых контактов Б; **4**- в заключении стандартным методом фотолитографии формируются соответствующие омические контакты 1–4, К, Э и Б к соответствующим областям.

Отличительными преимуществами предложенной схемы выбираемой ЛФ ЛЭ- “И”

(“И-НЕ”) и “ИЛИ” (“ИЛИ-НЕ”), выполненной на основе ПП, показанного на рис. 175, являются более высокое быстродействие – предельная частота до сотен МГц и более, очевидная простота конструкции, возможность работы с положительной и отрицательной логикой, а также соответствие кремневой интегральной технологии изготовления. Также заметим, что наличие МОП (МДП) структур в конструкции ПП расширяет его функциональные свойства – возможность использования в качестве дискретных МОП (МДП) транзисторов.

5.35. Триггеры и элементы памяти на основе эффекта смыкания p-n переходов

В разделе 4.6 было показано возможность применения СМ, в том числе и совместно с БТ и ПТ, при построении схем триггеров и элементов памяти. Вариант ММФПП, показанный на рис. 168, также может применяться и для построения схем триггеров и элементов памяти.

Используя эквивалентное обозначение ММФПП (рис. 168, а), на рис. 176 показаны принципиальные схемы триггеров, в которых дополнительно включены БТ – $Т_{1,\ 2}$ (рис. 176, а), или ПТ – $Т_{1,\ 2}$ (рис. 176, б).

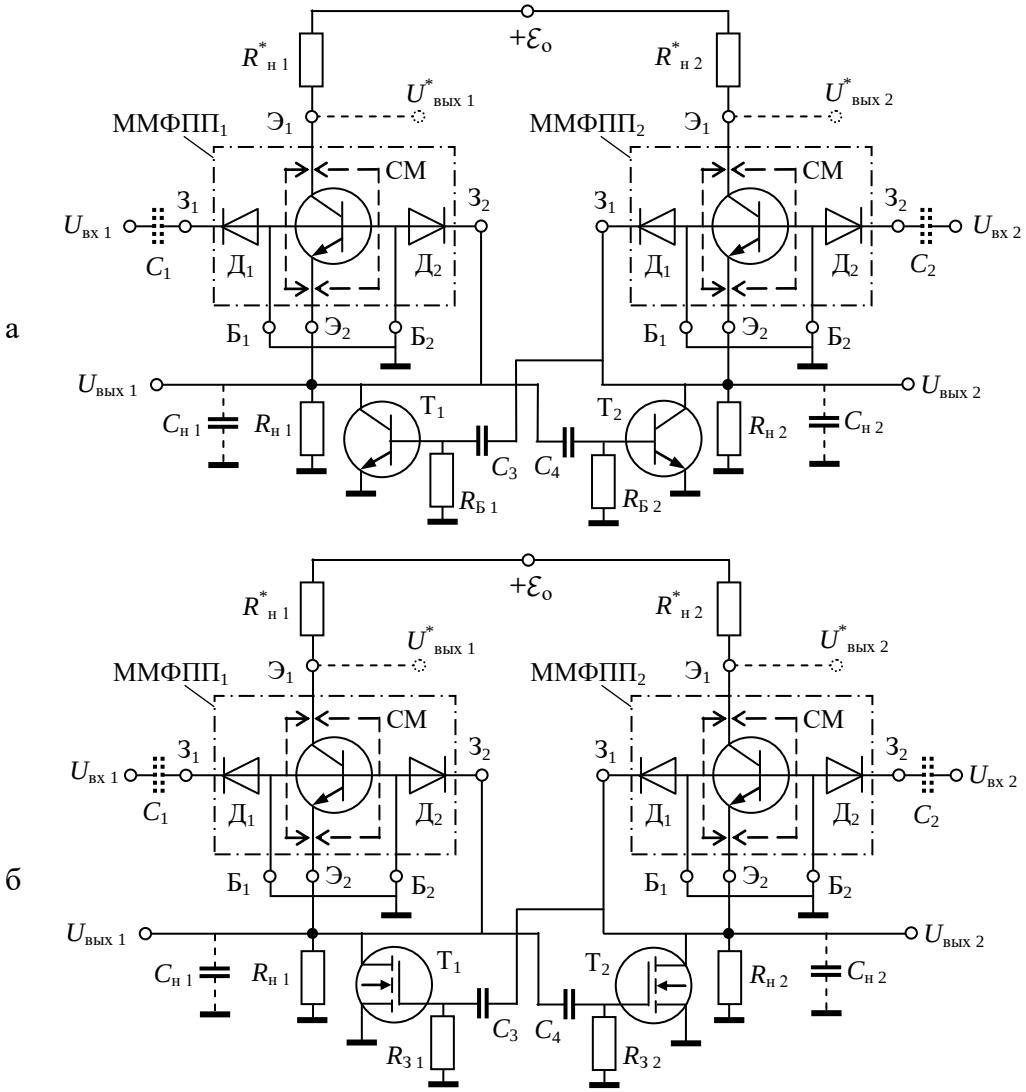


Рис. 176. Принципиальные схемы триггеров на основе ММФПП (рис. 168), в схемах которых включены дополнительные “ключи” на БТ – $Т_{1,\ 2}$ (а), или ПТ – $Т_{1,\ 2}$ (б)

Из рис. 176 видно, что симметричные плечи триггера выполнены с применением двух одинаковых ММФПП$_{1,\ 2}$ (рис. 168, а), подключенных к общему источнику напряжения $\mathcal{E}_{\text{о}}$ питания и нагруженных на отдельный соответствующий резистор нагрузки $R_{\text{н}\ 1,\ 2}$, являющихся соответствующим выходом $U_{\text{вых}\ 1,\ 2}$ устройства. Выходы $U_{\text{вых}\ 1,\ 2}$ устройства шатируются соответствующим транзисторным "ключом" на БТ – Т$_{1,\ 2}$ (рис. 176, а) или ПТ – Т$_{1,\ 2}$ (рис. 176, б), которые, в свою очередь, управляются сигналом $u_{\text{вх}\ 2,\ 1}(t)$, подаваемым на соответствующий вход $U_{\text{вх}\ 2,\ 1}$ другого ММФПП$_{2,\ 1}$.

Триггеры, показанные на рис. 176, работают следующим образом.

При включении источника напряжения $\mathcal{E}_{\text{о}}$ питания все ММФПП$_{1,\ 2}$ и транзисторы Т$_{1,\ 2}$ находятся в "закрытых" состояниях, поэтому на выходах $U_{\text{вых}\ 1,\ 2}$ триггера имеем низкий потенциал, что соответствует ЛУ- "0". Для записи ЛУ- "1", например, на выходе $U_{\text{вых}\ 1}$, на вход $U_{\text{вх}\ 1}$ подается сигнал с ЛУ- "+1" – положительной полярности, под действием которого структура ММФПП$_1$ "открывается" и сопротивление $R_{\text{Э1-Э2}}$ между выводами Э$_1$-Э$_2$ становится малым, менее 1 Ом. Поэтому на выходе $U_{\text{вых}\ 1}$ выходное напряжение $u_{\text{вых}\ 1}(t) \cong \mathcal{E}_{\text{о}} \cdot R_{\text{н}\ 1} / (R_{\text{н}\ 1} + R^{*}_{\text{н}\ 1}) >> 0$ – имеем высокий потенциал, что соответствует ЛУ- "+ 1". Под действием этого сигнала на определенный промежуток времени $\Delta t \cong 2 \cdot (R_{\text{н}\ 1,\ 2} + R_{\text{Б}\ 2,\ 1;\ \text{З}\ 2,\ 1}) \cdot C_{3,\ 4}$ "открывается" транзистор Т$_2$ и потом "закрывается", и одновременно, под действием этого сигнала на затворе З$_2$, "открывается" ММФПП$_1$ и он остается в "открытом" состоянии, и после прекращения действия входного сигнала на входе $U_{\text{вх}\ 1}$. Аналогично, для записи ЛУ- "1" на выходе $U_{\text{вых}\ 2}$, на вход $U_{\text{вх}\ 2}$ подается сигнал с ЛУ- "+ 1" – положительной полярности и под его действием структура ММФПП$_2$ "открывается", а его сопротивление $R_{\text{Э1-Э2}}$ становится малым, менее 1 Ом. Поэтому на выходе $U_{\text{вых}\ 2}$ выходное напряжение $u_{\text{вых}\ 2}(t) \cong \mathcal{E}_{\text{о}} \cdot R_{\text{н}\ 2} / (R_{\text{н}\ 2} + R^{*}_{\text{н}\ 1}) >> 0$ – имеем высокий потенциал, что соответствует ЛУ- "+1". Под действием этого сигнала на определенный промежуток времени $\Delta t \cong 2 \cdot (R_{\text{н}1,\ 2} + R_{\text{З}1,\ 2}) \cdot C_{1,\ 2}$ "открывается" транзистор Т$_1$ и потом "закрывается", и одновременно, под действием этого сигнала на затворе З$_1$, "открывается" ММФПП$_2$ и он остается в "открытом" состоянии, и после прекращения действия входного сигнала на входе $U_{\text{вх}\ 2}$. Во время "открытого" состояния транзистора Т$_1$, его сопротивление $R_{\text{КЭ}\ 1,\ \text{СИ}\ 1}$ между выводами К-Э или С-И становится малым, менее 1 Ом, и на выходе $U_{\text{вых}\ 1}$ напряжение $u_{\text{вых}\ 1}(t) \cong \mathcal{E}_{\text{о}} \cdot (R_{\text{н}\ 1} \| R_{\text{КЭ}\ 1,\ \text{СИ}\ 1}) / (R_{\text{н}\ 1} \| R_{\text{КЭ}\ 1,\ \text{СИ}\ 1} + R^{*}_{\text{н}\ 1}) \cong 0$ – имеет низкий потенциал и структура ММФПП$_1$ "закрывается", а на выходе $U_{\text{вых}\ 1}$ устанавливается ЛУ- "0", причем на выходе $U_{\text{вых}\ 2}$ сохраняется ЛУ- "1". Для перезаписи этого состояния, входной сигнал с ЛУ- "1" подается на вход $U_{\text{вх}\ 1}$ и далее процессы повторяются – на выходе $U_{\text{вых}\ 1}$ устанавливается ЛУ- "1", а на выходе $U_{\text{вых}\ 2}$ – ЛУ- "0", т. к. во время "открытого" состояния транзистора Т$_2$, его сопротивление $R_{\text{КЭ}\ 2,\ \text{СИ}\ 2}$ между выводами К-Э или С-И становится малым, менее 1 Ом, и поэтому на выходе $U_{\text{вых}\ 2}$ напряжение $u_{\text{вых}\ 2}(t) \cong \mathcal{E}_{\text{о}} \cdot (R_{\text{н}\ 2} \| R_{\text{КЭ}\ 2,\ \text{СИ}\ 2}) / (R_{\text{н}\ 2} \| R_{\text{КЭ}\ 2,\ \text{СИ}\ 2} + R^{*}_{\text{н}\ 2}) \cong 0$. Наличие резисторов $R^{*}_{\text{н}\ 1,\ 2}$ обеспечивает возможность иметь дополнительных выходов $U^{*}_{\text{вых}\ 1,\ 2}$, в которых имеем логическое отрицание – функцию "НЕ" для ЛУ на соответствующих выходах $U_{\text{вых}\ 1,\ 2}$. Для этого величина резисторов $R_{\text{н}\ 1,\ 2}$ и $R^{*}_{\text{н}\ 1,\ 2}$ устанавливаются по условию:

$$R_{\text{н}\ 1,\ 2} / (R_{\text{н}\ 1,\ 2} + R^{*}_{\text{н}\ 1,\ 2}) \cong 0{,}2\text{–}0{,}3. \qquad (198)$$

т. к. в этом случае на выходах $U^{*}_{\text{вых}\ 1,\ 2}$ сигналы $u^{*}_{\text{вых}\ 1,\ 2}(t)$ с низким уровнем – амплитудой $U_{\text{о}\ \text{"0"}} \cong \mathcal{E}_{\text{о}} \cdot (0{,}2\text{–}0{,}3)$ соответствует ЛУ- "0", а при $U_{\text{о}\ \text{"1"}} \cong \mathcal{E}_{\text{о}} \cdot (0{,}7\text{–}0{,}8)$ – высоком уровне соответствует ЛУ- "1". Предложенные триггеры отличается высокой стабильностью и помехоустойчивостью, а также небольшим числом шин управления при использовании его в качестве элемента памяти – две шины записи и две шины считывания. Далее отметим, что входные сигналы $u_{\text{вх}\ 1,\ 2}(t)$ переключения триггеров могут быть поданы через разделительные конденсаторы $C_{1,\ 2}$, причем их амплитуда $U_{\text{о}\ \text{"1"}}$ должна удовлетворят условие:

$$U_{\text{о}\ \text{"1"}} \cdot C_{\text{З}\ 1,\ 2} / (C_{1,\ 2} + C_{\text{З}\ 1,\ 2}) \geq U_{\text{pn s}}, \qquad (199)$$

здесь: $U_{\text{pn s}}$ – напряжение смыкания ООЗ p-n переходов затворов З$_{1,\ 2}$ ММФПП; $C_{\text{З}\ 1,\ 2}$ –

емкости затворов $З_{1,\,2}$.

Из описания работы триггеров, показанных на рис. 176 видно, что одна его половина – левое или правое плечо может использоваться в качестве элемента памяти, принципиальные схемы которых представлены на рис. 177.

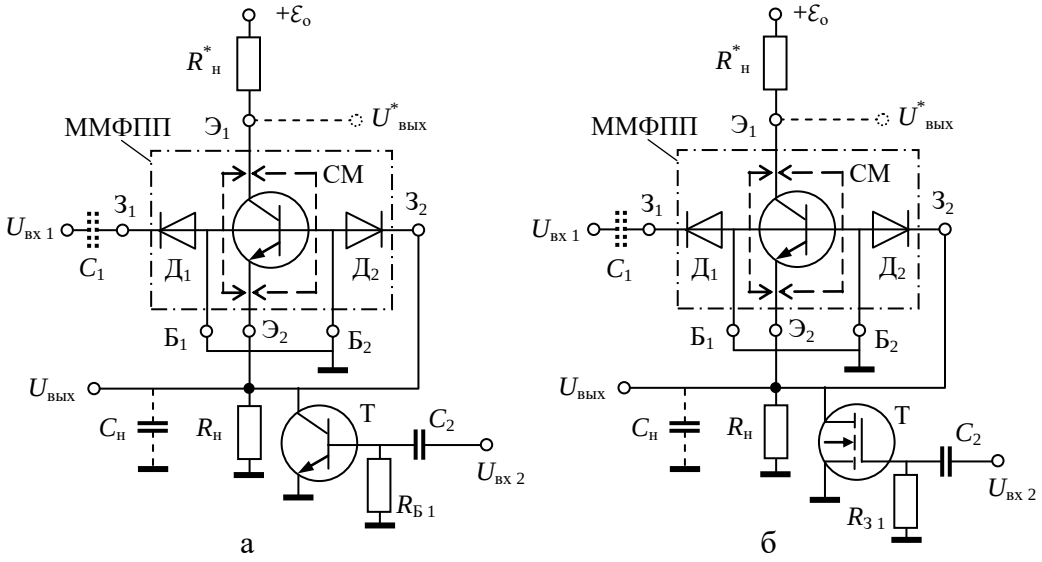


Рис. 177. Принципиальные схемы элементов памяти на основе ММФПП (рис. 168), в схемах которых включен дополнительный “ключ” на БТ – Т (а), или ПТ – Т (б)

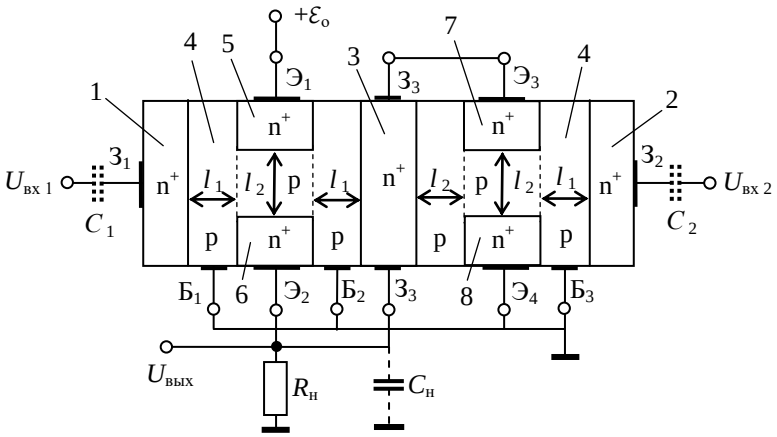
Элемент памяти, показанный на рис. 177, построенный на основе ММФПП (рис. 168), работает путем “выключения” ММФПП из “включенного” состояния с применением транзисторного “ключа” – Т в схеме с ОЭ (рис. 177, а) или с ОИ (рис. 177, б), при помощи которого шунтируется выход $U_{вых}$ устройства и одновременно затвор $З_2$.

Элементы памяти, показанные на рис. 177, работают аналогично половинам плеч триггеров, показанных на рис. 176. В данном случае для записи бита “1”, который считывается с выхода $U_{вых}$, на вход $U_{вх\ 1}$ подается включающий сигнал с ЛУ- “+1”, а для записи бита “0” на вход $U_{вх\ 2}$ подается включающий сигнал с ЛУ- “+1”. Также в схеме элемента памяти предусмотрен дополнительный выход $U^*_{вых}$, с которого считывается логическое отрицание бита “1”$\rightarrow$“0” или “0”$\rightarrow$“1”. Предложенный элемент динамической памяти отличается высокой стабильностью и помехоустойчивостью, а также сравнительно небольшим числом шин управления – две шины записи, одна шина считывания, и при необходимости одна шина разрешения записи. Кроме того схема потребляет в двое меньше энергии, т. к. энергия потребляется только при хранении в ней бита “1”. Шина разрешения записи можно реализовать аналогично схеме элементов памяти на основе применения СМ, показанных на рис. 75.

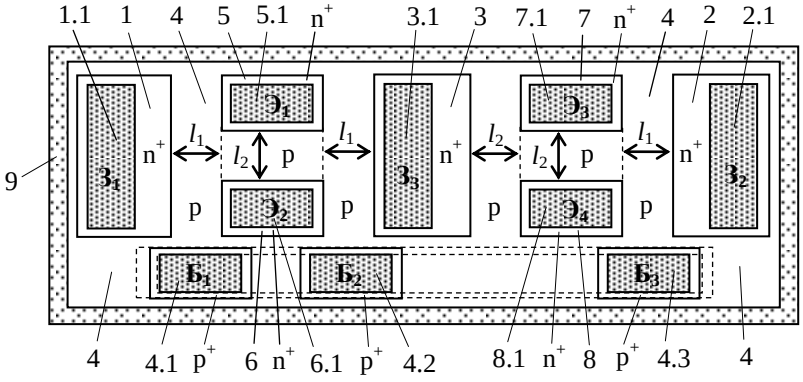
Другой вариант выполнения структуры ММФПП для применения в схеме элемента памяти, принципиальная схема его включения и планарный вид структуры ММФПП показаны на рис. 178 [207].

Из рис. 178, а, видно, что структура ММФПП реализована из двух частей структур ММФПП, показанных на рис. 167, которые выполнены с общей n^+- затворной областью 3.

Для надежной работы ММФПП (рис. 178) в качестве элемента памяти, в его структуре требования к расстояниям $l_{1,\,2}$ следующие: $l_1 < d_{\text{pn max}}$ и $l_2 > d_{\text{pn max}}$ – максимальная толщина ООЗ $p\text{-}n^+$ переходов между соответствующими областями 5-6 $\leftrightarrow$ 1, 3 и 7-8 $\leftrightarrow$ 2. Вариант выполнения планарной конструкции ММФПП показан на рис. 178, б, где базовая p- область 4 с соответствующими омическими контактами 4.1–4.3 ($Б_1$–$Б_3$) может быть выполнена общей областью, показанной штриховым прямоугольником. Далее, из рис. 178, а, видно, что функцию транзисторного “ключа” – Т (рис. 177)



а



б

Рис. 178. Другой вариант выполнения структуры ММФПП для применения в схеме элемента памяти, принципиальная схема его включения (а) и планарный вид структуры ММФПП (б), здесь цифрами и буквами обозначено: **1**–**3** – затворные области, например, n^+- типа с соответствующими омическими контактами **1.1** ($З_1$), **2.1** ($З_2$) и **3.1** ($З_3$); **4** – базовая область p- типа с соответствующими омическими контактами **4.1**–**4.3** ($Б_1$–$Б_3$); **5**–**8** – эмиттерные области n^+- типа с соответствующими омическими контактами **5.1**–**8.1** ($Э_1$–$Э_4$); **9** – изолирующая подложка

выполняет области 7-8 и 2, при смыкании ООЗ $p\text{-}n^+$ переходов которых, затворная n^+-область 3 замыкается на “землю” – ОШ устройства. Отсюда очевиден принцип работы элемента памяти на этом ММФПП.

Еще два других вариантов выполнения структуры ММФПП для применения в схеме элемента памяти, принципиальные схемы их включения и планарные виды структур ММФПП показаны на рис. 179.

Из рис. 179 видно, что эти структуры ММФПП, от показанной структуры ММФПП на рис. 178, отличаются способом выполнении “выключающей” функции элемента памяти из “включенного” в “выключенное” состояние. А именно, на рис. 179, а, в структуре ММФПП встроена структура БТ – $n^+\text{-}p\text{-}n^+$ (2-5-3), а на рис. 179, б, в структуре ММФПП встроена структура ПТ – (2-5-3), например, с индукционным n_i- каналом МОП (МДП).

Запоминающая часть – области 1-2-4-6-7 структуры ММФПП, показанной на рис. 179, работает так же, как и аналогичные области 1-3-4-5-6 в структуре ММФПП, показанной на рис. 178. “Выключение” – запись бита “0” осуществляется подачей включающего сигнала $u_{вх\,2}(t)$ с амплитудой $U_{о\,\text{“1”}}$ соответствующей ЛУ- “+1” на вход $U_{вх\,2}$ (рис. 179). При этом “открывается” изначально “закрытый” транзистор БТ (рис. 179, а)

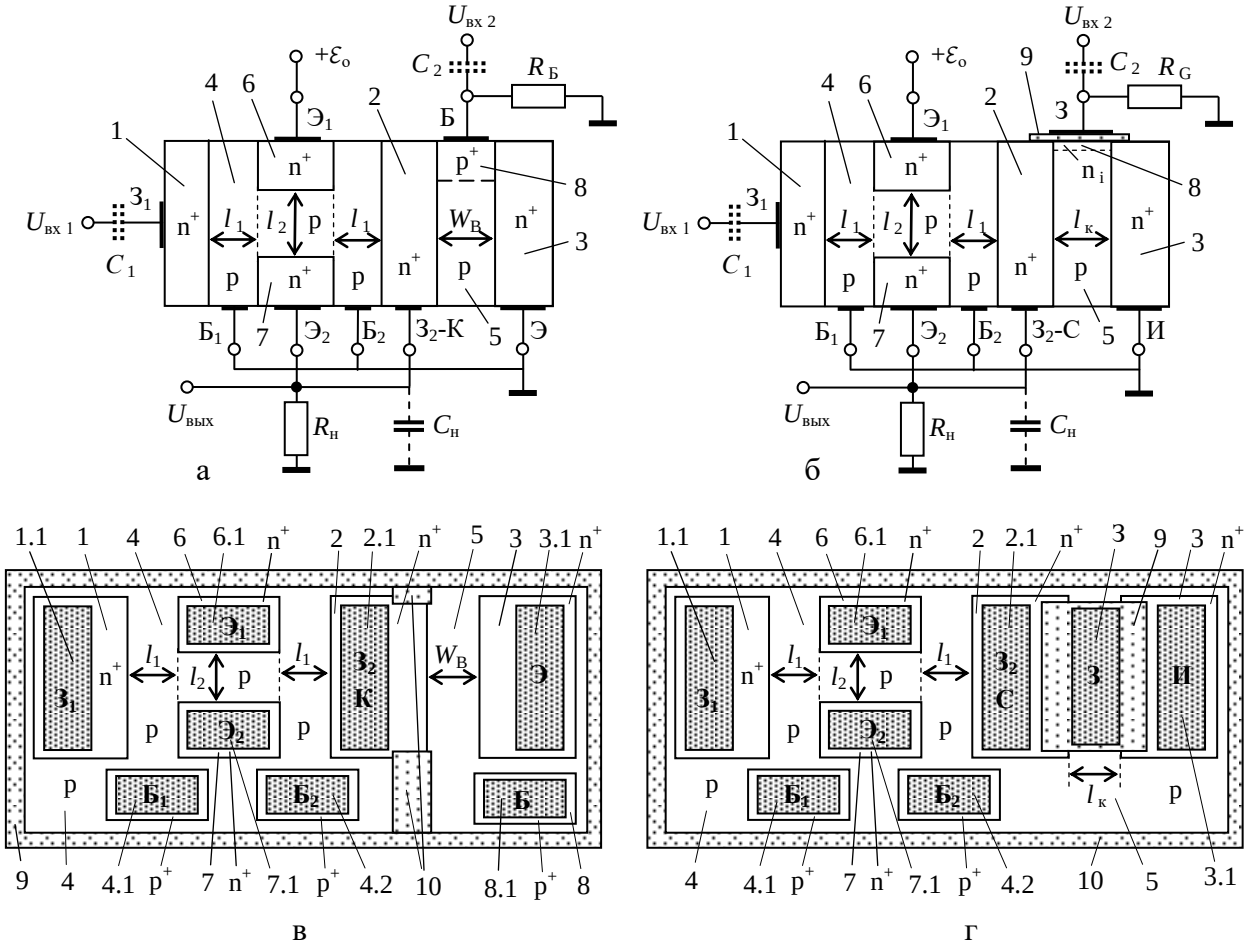


Рис. 179. Два других вариантов выполнения структуры ММФПП для применения в схеме элемента памяти, со встроенной структурой БТ (а) и ПТ (б), принципиальные схемы их включения (а, б) и соответствующий планарный вид структур ММФПП (а → в, б → г), здесь цифрами и буквами обозначено: **1** и **2** – затворные области, например, n^+- типа с соответствующими омическими контактами **1.1** ($З_1$) и **2.1** ($З_2$-К); **3** – эмиттерная области n^+- типа структуры БТ – n^+-p-n^+ (2-5-3) с соответствующим омическим контактом **3.1** (Э); **4** – базовая область p- типа с соответствующими омическими контактами **4.1** и **4.2** ($Б_1$ и $Б_2$); **5** – базовая область p- типа структуры БТ (а) или область p- типа – канала структуры ПТ (б); **6** и **7** – эмиттерные области n^+- типа с соответствующими омическими контактами **6.1** и **7.1** ($Э_1$ и $Э_2$); **8** – базовая область p^+- типа структуры БТ (а) с соответствующим омическим контактом **8.1** (Б); **9** – изолирующая подложка (в) или изоляционный слой, например, SiO_2, затвора З структуры ПТ (б); **10** – изолирующие области (в) или изолирующая подложка (г)

или ПТ (рис. 179, б), и затворная n^+- область 2 замыкается на “землю” – ОШ устройства. Отсюда очевиден принцип работы элемента памяти на этом ММФПП. Для надежной работы ММФПП (рис. 179) в качестве элемента памяти, его структуре требования к расстояниям $l_{1,\ 2}$ те же, что и для ММФПП, показанного на рис. 179, а толщина базы $W_B < L_{d\,B}$ – диффузионная длина ННЗ – n_p – электронов в p- области 5 базы БТ (рис. 179, а) и длина канала $l_к > d_{pn\ max}$ – максимальная толщина ООЗ p-n^+ переходов между областями 2 (З-С) и 3 (И) ПТ (рис. 178, б). Далее, в структуре ММФПП со структурой БТ (рис. 179, а) базовая область 5 должна быть изолирована от базовой области 4, что и сделано при помощи изолирующих областей 10, которые, как и все области 1–3, 6 и 7 сделаны через всю толщину слоя 4-5 до подложки 9 (рис. 179, а) или 10 (рис. 179, б). В структуре

ММФПП со структурой ПТ (рис. 179, б) область 5 канала тоже может быть сделана изолированной от базовой области 4.

Предложенные элементы динамической памяти, построенные на основе ММФПП, отличаются высокой стабильностью и помехоустойчивостью, а также сравнительно небольшим числом шин управления – две шины записи, одна шина считывания, и при необходимости одна шина разрешения записи. Кроме того схемы потребляют в двое меньше энергии, т. к. энергия потребляется только при хранении бита “1”. Шину разрешения записи можно реализовать аналогично схеме элементов памяти на основе применения СМ, показанных на рис. 75.

В заключение этого параграфа отметим исключительное свойство предложенных схем триггеров и элементов памяти, показанных на рис. 176–рис. 179, а именно возможность работы на емкостной нагрузке $C_н$, включение которой вместо резистора $R_н$ нагрузки показано штриховой линией. В данном случае напряжение $u_{вых}(t)$ на выходе $U_{вых}$, соответствующее сигналу с ЛУ- “1”, поддерживается напряжением $\mathcal{E}_o$ источника питания, и при этом нет необходимости перезаписи ЛУ- “1” при его считывании. Далее, очевидно, что при емкостной нагрузке $C_н$ рассмотренные схемы триггеров и элементов памяти энергии не потребляют и при хранении бита “1”, а это является исключительном преимуществом предлагаемых схем.

5.36. Ферримагнитный преобразователь видеоимпульсов в СВЧ- радиоимпульсы

В различных СВЧ- устройствах связи и радиоизмерительной техники необходимо иметь преобразователи видеоимпульсов (ВИ) или скачкообразных перепадов в виде функции Хевисайда в радиоимпульсы (РИ), причем желательно иметь возможность управлять формой огибающих этих РИ. Нами предложено сравнительно простое устройство [155], отвечающее этим требованиям.

На рис. 180 показана конструкция и принципиальная блок-схема предлагаемого устройства – формирователя РИ из ВИ.

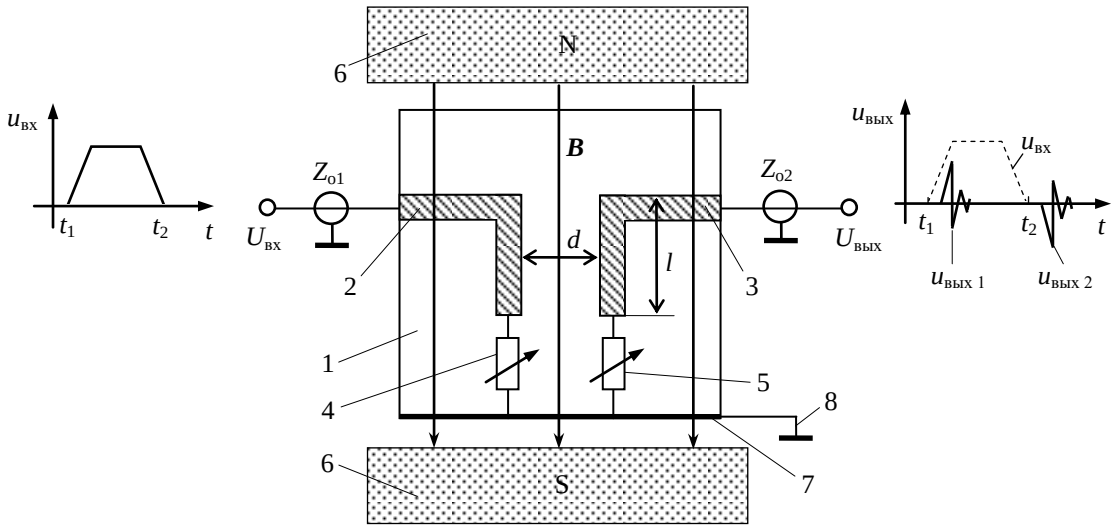


Рис. 180. Конструкция и принципиальная блок-схема ферримагнитного преобразователя ВИ в СВЧ- РИ, здесь цифрами обозначено:
1 – ферритовая пластина; 2, 3 – входной и выходной микрополосковие электроды, соответственно; 4, 5 – резисторы для управления формой огибающей выходных СВЧ- РИ $u_{вых}(t)$; 6 – полюсы магнита;
7 – “заземленная” металлическая пленка; 8 – ОШ

Основой устройства, показанного на рис. 180, является ферритовая пластина 1,

одна поверхность которой покрыта металлической пленкой 7 с омическим контактом 8, соединенным с ОШ устройства, а на другой ее поверхности нанесены входной 2 и выходной 3 микрополосковие электроды, которые, например, выполнены в форме согнутых под прямым углом полосок, причем, напротив по продольной линии расположенные части полосок 2 и 3, соединены с соответствующими СВЧ- клеммами входа $U_{вх}$ и выхода $U_{вых}$ устройства. Другие согнутые части полосок 2 и 3 полностью перекрываются и расположены параллельно друг к другу, а длина l согнутых частей устанавливается из условия $1 \le \lambda/4$, здесь λ – длина СВЧ- волны заполнения выходного СВЧ- РИ $u_{вых}(t)$. Свободные концы согнутых частей полосок 2 и 3 соединены с соответствующими переменными резисторами 4 и 5, в качестве которых могут быть включены, например ПТ в схеме с ОИ. Ферритовая пластина 1 помещена в постоянное магнитное поле $\boldsymbol{B}$, создаваемого, например, разнополярными магнитами 6, причем линии индукции $\boldsymbol{B}$ этого поля направлены параллельно согнутым перекрывающимся частям полосок 2 и 3, расположенных рядом параллельно друг к другу.

Устройство, показанное на рис. 180, работает следующим образом.

При подаче на вход $U_{вх}$ входного сигнала $u_{вх}(t)$ в виде ВИ, в микрополосковой входной линии 2 возбуждаются СВЧ- колебания, под действием которых в ферритовой пластине 1 непосредственно под электродом 2 возбуждаются нестационарные колебания вектора намагниченности (НКВН), которые распространяются к микрополосковому электроду 3 и там преобразуются в СВЧ- РИ $u_{вых}(t)$, которые снимаются с выхода $U_{вых}$ устройства. Первый выходной РИ $u_{вых\ 1}(t)$ возникает при поступлении фронта t_r входного ВИ- $u_{вх}(t)$, а второй РИ $u_{вых\ 2}(t)$ – при поступлении спада t_f входного ВИ- $u_{вх}(t)$, причем фазы их колебаний строго противоположны и задержаны на время Δt распространения НКВН в ферритовой пластине 1. Частота $f_{зап}$ заполнения СВЧ- РИ $u_{вых}(t)$ определяется по формуле следующего вида:

$$f_{зап} = 2{,}85 \cdot [B \cdot (B + M_o)]^{1/2} \cdot 10^{10}, \text{ [Гц]} \qquad (200)$$

здесь: B – численное значение индукции $\boldsymbol{B}$ магнитного поля; M_o – численное значение намагниченности насыщения феррита пластины 1, которые берутся в системе СИ.

Амплитуда $U_{o\ вых}$ выходных СВЧ- РИ $u_{вых}(t)$ в максимуме их огибающей прямо пропорциональна амплитуде $U_{o\ вх}$ входных ВИ- $u_{вх}(t)$, и обратно пропорциональна расстоянию d между перекрывающими частями полосок электродов 2 и 3. Длительность $\Delta t_{вых}$ выходных СВЧ- РИ $u_{вых}(t)$ равна времени релаксации τ_o магнитного момента в феррите пластины 1, и поэтому для их возникновения необходимо обеспечить условие $d > v_o\ \tau_o$, здесь v_o – скорость распространения НКВН в феррите пластины 1. При меньших значениях d, длительность $\Delta t_{вых}$ выходных СВЧ- РИ $u_{вых}(t)$ уменьшается.

Для управления формой огибающей выходных СВЧ- РИ $u_{вых}(t)$, при сохранении постоянной частоты $f_{зап}$ заполнения, сопротивления $R_{4,\,5}$ резисторов 4 и 5, соответственно, изменяются в соответствующих в пределах:

$$0{,}1 \cdot Z_{o\,1} \le R_4 \le 1{,}5 \cdot Z_{o\,1}; \qquad 0{,}1 \cdot Z_{o\,2} \le R_5 \le 1{,}5 \cdot Z_{o\,2}, \qquad (201)$$

здесь $Z_{o\ 1}$ и $Z_{o\ 2}$ – волновые сопротивления входного 2 и выходного 3 СВЧ- трактов, соответственно, причем микрополосковие электроды 2 и 3 согласованы с соответствующими СВЧ- трактами передачи.

Необходимая длительность фронтов t_r и t_f входных ВИ- $u_{вх}(t)$ определяется из неравенства следующего вида:

$$t_r \cong t_f \le 1/(2 \cdot f_{зап}). \qquad (202)$$

Полярность входных ВИ- $u_{вх}(t)$ может быть разной, а направление вектора индукции $\boldsymbol{B}$ постоянного магнитного поля, направление вектора $\boldsymbol{v}_o$ распространения НКВН в феррите и направление вектора $\boldsymbol{n}$ нормали от поверхности ферритовой пластины 1 с электродами 2 и 3 должны составлять правую векторную систему, что обеспечивает

распространение НКВН по поверхности ферритовой пластины 1 с полосковыми электродами 2 и 3 в направлении от электрода 2 к электроду 3.

Выводы:

1- созданные новые устройства импульсной техники, СВЧ электроники, оптоэлектроники и магниточувствительных устройств, в которых применяются новые ПП, работающие но основе совместного использования известных транзисторных принципов действия, эффекта смыкания ООЗ двух и более рядом расположенных p-n переходов, лавинных пробоев p-n переходов, лазерных эффектов в полупроводниках и воздействия магнитного поля на движущихся носителей заряда, отличаются высоким быстродействием (времена переключения менее 1 нс), повышенной выходной мощностью и более высокими функциональными возможностями.

2- предложенные варианты модифицированных схем СПТ позволяют получать максимальную амплитуду $\Delta U_{\text{н мах}}$ выходного дифференциального напряжения $\Delta u_{\text{н}}(t)$ на дифференциальной нагрузке $R_{\text{н}}$.

3- предложенные схемы различных логических элементов отличаются сравнительной простотой, повышеным быстродействием и экономичностью потребления энергии от источника питания.

4- полученные результаты могут быть использованы при разработке новых принципов конструирования различных ПП и электронных устройств на их основе.

Часть результатов исследований, не включенные в монографию, но на основе которых делаются часть основных выводов, опубликованы в [156–209].

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ВЫВОДЫ

1. На основе модели Агаханяна предложена модифицированное уравнение, описывающее ПХ в БТ в режиме БС и в активной области работы с учетом зависимости параметров БТ от положения его рабочей точки $\{i_C, u_C\}$ на НЛ $R_н$ в разных схемах ключей и режимах управления – от ГН до ГТ, причем уточненная модель более точно определяет времена t_d, t_r и форму ПХ включения и выключения БТ, а именно:

- ✓ частота f_T, а тем самым и предельные частоты БТ, существенно зависят от режима управления и схемы его включения. При управлении БТ от ГН во всех схемах включения частота f_T получается в несколько раз большей из-за уменьшения времени τ_{EC}, причем в схемах с ОЭ и с ОК это связано с изменением преобладающего влияния процесса рекомбинации ОНЗ с ННЗ в области базы с постоянной времени $\tau_{ef\,B}$, при управлении от ГТ, или временем $\tau_{d\,B}$ пролета ННЗ через базу БТ, при управлении от ГН, т. к. обычно наблюдается условие $\tau_{ef\,B} > \tau_{d\,B}$, а в схеме с ОБ в режиме управления БТ от ГН время τ_{EC} получается меньшей из-за увеличения начальной скорости движения ННЗ в его базе, что обусловлено действием более высокого градиента распределения ННЗ в ней ;
- ✓ представлены уточненные формулы рассчета длительности t_r ПХ включения БТ в режиме БС и в активной области работы, учитывающие режим управления и тем самым изменение преобладающего влияния процесса рекомбинации ОНЗ с ННЗ в базе БТ с постоянной времени $\tau_{ef\,B}$, при управлении ГТ в схемах с ОЭ и с ОК, или процесса переноса инжектированных ННЗ через базу БТ с постоянной времени $1/(2\cdot\pi\cdot f^{*}_{h21\,b})$, при управлении ГН во всех схемах включения БТ, или с большей постоянной времени $1/(2\cdot\pi\cdot f_{h21\,b})$ при управлении ГТ в схеме с ОБ, причем в уточненных формулах учитывается возможность достижения режима управления ГН для данного БТ, в зависимости от величин его сопротивлений $r_{e'e}$ и $r_{b'b}$;
- ✓ эффект просачивания входного ПИ в нагрузку $R_н$ ключа на БТ наиболее сильно проявляется в схемах с ОБ и с ОК, т. к. входной ПИ и ВИ в этих схемах однополярные, из-за чего в этих схемах отсутствует задержка ($t_d \cong 0$) выходного фронта суммарного ВИ – особенно в ключе с ОК;
- ✓ широкополостность получения МИС методом формирования из входного гармонического сигнала на СВЧ- БТ в основном ограничена его ИЧС в области насыщения;
- ✓ ИЧС БТ в области насыщения предложено определять двумя параметрами: A_s – фактором эффекта модуляции проводимости областей структуры БТ (особенно коллекторной области), обусловленного инжекцией ННЗ в соответствующие области БТ; τ_s – постоянной времени накопления избыточных ННЗ в областях базы и коллектора структуры БТ;
- ✓ с возрастанием величины $\Delta = \tau_s \cdot A_s$ в режиме насыщения БТ, при условии $\Delta I_{C\,s}/I_{C\,s} = A_s/(K_s - 1) > 0{,}1$, длительность t_r фронта ПХ включения БТ во всех схемах ключей тоже увеличивается – до 10 и более раз;
- ✓ МИС с наименьшими искажениями получаются в ключах на БТ при их управлении от источников гармонического сигнала с высоким выходным импедансом, что обеспечивает режим управления ГТ.

2. Показано, что в активной области работы длительность переходных процессов переключения БТ в зависимости от режима его управления – ГТ или ГН, в основном определяется изменением преобладающего влияния двух процессов, а именно – процессом рекомбинации ОНЗ с ННЗ в области базы БТ с постоянной времени $\tau_{ef\,B}$ при переключении БТ от ГТ в схемах с ОЭ и с ОК, или процессом переноса ННЗ через базу БТ с постоянной времени $\tau_{d\,B}$ при переключении БТ от ГН во всех схемах включения БТ, а

именно:

- ✓ при управлении БТ от ГТ, в режиме насыщения его ПХ выключения определяется соотношением времен $t_{s\ B}$ и $t_{s\ C}$ рассасывания неравновесных избыточных ННЗ $Q_{s\,B}$ и $Q_{s\,C}$, накопленных в режиме насыщения в областях базы и коллектора БТ, соответственно, и при $t_{s\ B}/t_{s\ C} >> 1$, длительность t_f спада существенно возрастает – до 10 и более раз, и в этом случае на ПХ не наблюдаются четко выраженных участков времен t_s и t_f, причем для таких БТ общая длительность спада $t^*_{\ f} \approx t_s + t_f$;
- ✓ известные формулы рассчета времен t_f (35) и t_s (36) являются неточными, т. к. не описывают экспериментально наблюдаемую зависимость t_f от K_s, что учитывается в теоретически полученных новых рассчетных формулах времен t_s (38) и t_f (39), подтверждаемых экспериментально наблюдаемыми зависимостями длительности t_f от K_s, и соответствующими результатами измерений.

3. Разработанная комплексная система из 22 импульсных параметров БТ и методы их измерения с помощью предложенных измерительных устройств позволяют определить ИЧС БТ, формирующие и генераторные СВЧ- свойства БТ в разных схемах включения, режимах работы и управления, а именно:

- ✓ определение частоты f_T по измеренной величине $h_{21\ e}$ (62) возможно только в режиме управления БТ от ГТ, причем наибольшая точность измерения f_T достигается на частоте $f_{изм} < f_T$, при которой произведение $(h_{21\ e}\cdot f_{изм})$ является максимальной, а при определении f_T по измеренной величине $\varphi_{\ h21\ b}$ (63), наибольшая точность измерения f_T достигается на частоте $f_{изм} < f_T/4$, причем, при управлении БТ от ГН во всех схемах включения, определение f_T возможно только по измеренной величине $\varphi_{h21\,b}$ на частоте $f_{изм} << f_T$ – до ста и более раз;
- ✓ для измерения частоты f_T с наименьшей погрешностью во всех схемах включения БТ и режимах его управления, режим короткого замыкания (КЗ) в цепи коллектора измеряемого БТ необходимо реализовать только с активным импедансом $Z_R < 1$–10 Ом – особенно в схеме с ОБ, причем, чем больше величина $r_{c'c}\cdot C_{c\,1}$, тем меньше должно быть значение Z_R.

4. Экспериментально показано существенное влияние варизонности ВБТ на основе ВП системы Si_xGe_{1-x} на ИЧС ВБТ, и экспериментально получены времена ПХ включения ВБТ – задержки $t_d \le 0{,}3$ нс в схеме ключа с ОЭ и $t_d \le 0{,}2$ нс в схеме ключа с ОБ; фронта $t_r \le$ $\le 0{,}5$ нс в схеме ключа с ОЭ и $t_r \le 0{,}2$ нс в схеме ключа с ОБ; спада $t_f = 0{,}7$–$1{,}5$ нс в схеме ключа с ОЭ и $t_f = 1$–3 нс в схеме ключа с ОБ; рассасывания $t_s \approx 0$, при $K_{s} > 1$ во всех схемах включения ВБТ, позволдяет заключит, а именно:

- ✓ критерием наличия варизонности в ВБТ является условие наблюдения времени рассасывания $t_s \approx 0$, при $K_s > 1$;
- ✓ ВБТ изготовленные в системе Si_xGe_{1-x} отличаются сравнительно малыми значениями коэффициента $h_{21\ E} = 2$–10, что по всей видимости обусловлено наличием потенциальной ямы для ННЗ в базе вблизи эмиттерного p-n перехода, а также присутствием сравнительно большого числа дефектов, что уменьшает диффузионную длину $L_{d\ (B)}$ инжектированных ННЗ в базу ВБТ и тем самым существенно малым значением $\tau_{ef\,B}$;
- ✓ ВБТ в системе Si_xGe_{1-x} могут быть перспективными в кремниевой технологии для изготовления быстродействующих логическим микросхем, в которых малые значения коэффициента $h_{21\,E}$ не является критичным.

5. Предложенные варианты конструкций ДТЭ для СПТ позволяют решать проблему повышения быстродействия СПТ на БТ, что достигается путем выполнения ДТЭ с общей базовой областью и это исключает зависимость времени переходного процесса переключения БТ от режима его управления – ГТ или ГН, т. к. при переключении ДТЭ, неравновесные ОНЗ в общей базе перераспределяются из одной ее

активной части в другую активную часть, и наоборот, с постоянной времени τ_M релаксации Максвелла, и это, в свою очередь, исключает необходимость для выхода ОНЗ через базовые электроды ДТЭ в режиме управления от ГН, или их рекомбинации в режиме управления от ГТ. Поэтому быстродействие СПТ с ДТЭ является максимальным и определяется величиной дисперсии времени $t_{d\ B}$ пролета инжектированных ННЗ через базы БТ с постоянной времени $\tau_{h21\ b} \cong 1/(2\cdot\pi\cdot f_{h21\ b})$ при любых величинах сопротивлений $R_Б$ в цепях баз БТ. Также предложенные варианты модифицированных схем СПТ позволяют получать максимальную амплитуду $\Delta U_{н\ мах}$ выходного дифференциального напряжения $\Delta u_н(t)$ на дифференциальной нагрузке $R_н$.

6. Полученные аналитические выражения и разработанная математическая модель СМ позволяют провести теоретический анализ и инженерный рассчет его основных статических и динамических параметров, а именно:

- ✓ при токе $I_{BB} \geq I_{BB\ s}$ и $U_{CE} > 0$, через СМ протекает термоэмиссионный ток коллектора I_C, так называемый ток ограниченный областью объемного заряда (ООЗ), направление которого не меняется с изменением направления тока I_{BB}, т. е. передаточная характеристика $I_C(\pm I_{BB})$ СМ является симметричной;
- ✓ при частоте $f_{вх}$ входного сигнала $u_{вх}(t)$ между выводами $Б_{1,\ 2}$ базы СМ, частота $f_{вых}$ выходного сигнала $u_{вых}(t)$ на его коллекторе получается в два раза больше, т. е. имеем умножение частоты – $f_{вых} = 2\cdot f_{вх}$;
- ✓ при токе $I_{BB} \leq I_{BB\ s}$, ток $I_C = I_{CE\ o} \approx 0$ и СМ проявляет себя как варактор $\tilde{C}$, емкость C_{CE} которого управляется током I_{BB} базы СМ;
- ✓ при токе $I_{BB} > I_{BB\ s}$, ток $I_C > 0$ и СМ, кроме свойств ключа, проявляет себя как варистор $R_{CE}(I_{BB})$, проводимость которого $G_{CE}(I_{BB})$ управляется током I_{BB} базы СМ;
- ✓ СМ является четырехполюсником с гальванически развязанными цепями входа – $Б_1$-$Б_2$ и выхода – К-Э, и применение его в качестве активного элемента в СВЧ- параметрических устройствах существенно упрощает их конструкцию, т. к. отпадает необходимость СВЧ- развязки между СВЧ- каналом гетеродина и СВЧ- радио трактами входного-выходного сигналов $u_{вх}(t)$ и $u_{вых}(t)$, соответственно;
- ✓ требования к параметрам СМ как ключа и как параметрического элемента, различные, однако во всех случаях его конструкция должна обеспечить отсутствие шунтирующих пассивных областей базы для тока I_{BB}.

7. Предложенные варианты различных схем вычислительной техники и автоматики на основе СМ убедительно иллюстрируют потенциальные возможности новых схемотехнических принципов разработки интегральных устройств различного назначения, а именно:

- ✓ предложенные схемы АЦП, ЦАП и т. д. отличаются высоким быстродействием – тактовая частота $f_Δ$ дискретизации сотни мегагерц и выше, простотой схем, из-за существенно меньшего числа элементов в них, повышенной надежностью и исключительной экономичностью потребления электрической энергии;
- ✓ приведенные варианты интегральных устройств на основе применения СМ, в частности, мультиплексоры или демультиплексоры в одном устройстве, компараторы цифровых чисел параллельного действия, и т. д., выгодно их отличают от известных схем и дают возможность построения принципиально новых схем различного назначения;
- ✓ возможность построения транзисторных эквивалентов СМ – $СМ_э$ на БТ и ПТ позволяет применять обычные кремневые технологии изготовления полупроводниковых интегральных устройств на основе предложенных новых схемотехнических решениях, кроме, естественно, параметрических устройств на полупроводниковом $СМ_э$, т. к. в нем нет параметрической зависимости

емкости $C_{КЭ}(I_{ВВ})$ = const;

- ✓ выполнение схемы $СМ_э$ с гальванически развязанной ОШ схемы КП от ОШ входной цепи $Б_1 – Б_2$ управления СПТ, позволяет использовать $СМ_э$ в качестве полупроводникового (твердотельного) реле, отличающегося сверхвысоким быстродействием – времена $t_{вкл,\ выкл}$ – включения-выключения находятся в диапазоне наносекунд и менее.

8. Созданные новые устройства импульсной и вычислительной техники, СВЧ электроники, оптоэлектроники и магниточувствительных устройств, в которых применяются новые ПП, работающие но основе совместного использования известных транзисторных принципов действия и эффекта смыкания ООЗ двух и более рядом расположеных p-n переходов, лавинных пробоев p-n переходов и лазерных эффектов в полупроводниках, а также воздействия магнитного поля на движущихся носителей заряда, отличаются высоким быстродействием (времена переключения менее 1 нс), повышенной выходной мощностью и более высокими функциональными возможностями.

ЛИТЕРАТУРА

1. Павасарис Ч. И. Влияние физических процессов в биполярной транзисторной структуре на ее импульсно-частотные характеристики. - Диссерт. на соиск. учн. степ. канд. ф- м. н. - Вильнюс, 1984. -327 с., ил. (ДСП).

2. Пауль Р. Транзисторы. Физические основы и свойства / Пер. с нем. под ред. И. А. Палехова.- М.: Сов. радио, 1973. - 504 с., ил.

3. Марин С. В., Тихомирова Е. М., Фролкин В. Т. Многомерные модели биполярных транзисторов (обзор). - Изв. ВУЗов СССР, сер. Радиоэлектроника, 1977, т. 20, No 6, с. 7-18.

4. Agajanian A. H. A bibliography on semiconductor device modeling.- Solid-State Electron., 1975, v.18, No 11, p. 917-929.

5. Gummel H. K., Poon H. C. An integral charge control model of bipolar transistors.- Bell Syst. Techn. J., 1970, v.49, No 5, p. 827-852.

6. Архангельская И. Т. Модели биполярных транзисторов. - В кн.: Полупров. приб. и их примен.: М., 1972, вып. 26.

7. Агаханян Т. М. Основы транзисторной электроники. - М.: Энергия, 1974. - 256 с., ил.

8. Гаврилов Г. К. Переходные процессы в транзисторе и методы расчета импульсных схем. - М.: Связь, 1971. - 159 с., ил.

9. Спиридонов Н. С. Основы теории транзисторов. - 2-е изд., испр. и доп.- Киев: Техніка, 1975. - 360 с., ил.

10. Ицхоки Я. С., Овчиников Н. И. Импульсные и цифровые устройства / Под ред. Я. С. Ицхоки. - М.: Сов. радио, 1973. - 592 с., ил.

11. Транзисторы. Параметры, методы измерений и испытаний / М. Г. Агапова и др. / Под ред. И. Г. Бергельсона и др. - М.: Сов. радио, 1968. - 504 с., ил.

12. Справочник по элементам радиоэлектронных устройств / Ф. И. Барсуков и др. / Под ред. Д. Н. Дулина и др.- М.: Энергия, 1978. - 576 с., ил.

13. Kitamura M. h_{FE} linearity of the Ga deposited mesa type transistor.- New Nip. Elec. Techn. Rev., 1978, v.13, No 19, p. 7-14.

14. Спиридонов Н. С. Зависимость граничной частоты усиления дрейфового транзистора от уровня инжекции. - Радиотехника и электроника, 1972, т. 17, No 11, с. 2414-2416.

15. Kocsis Miklos. Szilicium planaris epitaxialis kapcosolotranzisztorok.- Hiradastechnika, 1968, t. 19, No 8, s. 225-232.

16. Диковский В. И., Воробьев Н. Н. Влияние толщины и степени легирования коллекторного высокоомного слоя на форму выходных характеристик кремниевых диффузионных транзисторов. - В сб.: Вопросы радиоэлектроники, 1965, вып. 4, с. 3.

17. Маклеод. Уменьшение времени нарастания импульсов. - Электроника, 1966, No 2, с. 11-12.

18. Гончаров Г. А., Малахов М. А., Полихин В. Н., Малинина Л. И. Выбор режима выходных каскадов транзисторных усилителей на частотах, близких к $f_{т}$.- Вопр. радиоэлектр., сер. Радиоизм. техн., 1973, вып. 1, с. 39-44.

19. Павасарис Ч. И. Анализ переходного процесса включения биполярного транзистора в режиме большого сигнала. - Изв. вузов. Радиоэлектроника. Киев, 1997, т. 40, No 7-8, с. А31-А46.

20. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. - 3-е изд., перераб. и доп. - М.: Энергия, 1973. - 608 с., ил.

21. Носов Ю. Р., Петросянц К. О., Шилин В. А. Математические модели элементов интегральной электроники. - М.: Сов. радио, 1976. - 304 с., ил.

22. Павасарис Ч. И. Влияние режима насыщения биполярного транзистора на его формирующие свойства метрологических импульсных сигналов. - Изв. вузов. Радиоэлектроника. Киев, 1997, т. 40, No 7-8, с. 35-44.

23. Павасарис Ч. И. Особенности процесса импульсного выключения насыщенного биполярного транзистора. - Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника. Киев, 1993, т. 36, No 1, с. 55-69.

24. Ebers J.J., Moll J.L. Large-signal behavior of junction transistors. - Proc. IRE, 1954, v. 42, No 12, p. 1761-1772.

25. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х книгах / Пер. с англ. – 2-е перераб. и доп. изд. - М.: Мир, 1984. - 456 + 456 с., ил.

26. Зернов Н. В., Карпов В. Г. Теория радиотехнических цепей. - 2-е изд., перераб. и доп. - Л.: Энергия, 1972. - 816 с., ил.

27. Полупроводниковые приборы в схемах СВЧ / Под ред. М. Хауэса и др. / Пер. с англ. под ред. В. С. Эткина. - М.: Мир, 1979. - 448 с., ил.

28. Вайтекунас Ф. К., Павасарис Ч. И. Экспериментальное исследование искажения формы скачкообразного сигнала в транзисторном ключе. - Техника средств связи, сер. Радиоизм. техн. М., 1978, вып. 3 (15), с. 70-78.

29. А. С. 1367701 (СССР). Устройство для измерения постоянной времени накопления не основных носителей заряда в транзисторе / Ч. И. Павасарис, Ф. К. Вайтекунас. - Пол. реш. от 27.11.1986 (ДСП).

30. Вайтекунас Ф., Павасарис Ч. Влияние накопленных зарядов в структуре транзистора в режиме насыщения на длительность процесса выключения. - В кн.: Физическая электроника: Тез. конф. “Перспект. разв. техн. н. в респ. и использ. их результ.” Каунас, 1985, с. 105-106.

31. Павасарис Ч. Исследование процесса выключения насыщенного транзистора. - В кн.: Физическая электроника: Тез. конф. “Усоверш. технол. процес., их автомат. и развит. гибких автоматиз. производств.” Каунас, 1986, с. 109-110.

32. Вайтекунас Ф., Власкин А., Павасарис Ч. Математическое моделирование переходных процессов в БТ в режиме большого сигнала. - В кн.: Осциллографические методы измерений: Материалы V Всесоюзн. н-техн. конф. М., 1986, с. 271-272.

33. Павасарис Ч. Исследование зависимости длительности процесса выключения от коэффициента насыщения биполярного транзистора. - В кн.: Физическая электроника: Тез. конф. “Развитие техн. н. в респ., пути и способы использ. их результ.” Каунас, 1987, с. 73-74.

34. Перельман Б. Л., Брежнева К. М. Высокочастотные транзисторы и их применение. - М.: Энергия, 1977. - 176 с., ил.

35. Graaff H. C., Slotboom J. W., Schmitz A. The emitter efficiency of bipolar trnsistors. Theory and experiments. - Solid - State Electron., 1977, vol. 20, No 6, p. 515 - 521.

36. Манукян Э. М. К вопросу об уравнениях интегрального транзистора. - Радиотехника, 1976, т. 31, No 5, с. 75-79.

37. Кремниевые планарные транзисторы / В. Г. Колесников, В. И. Никишин, В. Ф. Сыноров и др. / Под ред. Я. А. Федотова. - М.: Сов. радио, 1973. - 336 с., ил.

38. Вайтекунас Ф., Власкин А., Павасарис Ч. Математическое моделирование переходных процессов в БТ в режиме большого сигнала. - В кн.: Осциллографические методы измерений: Тез. конф. “V Всесоюзн. н. т. конф.” М., 1986, с. 271-272 (ДСП).

39. Вайтекунас Ф., Павасарис Ч. Система импульсных параметров биполярного транзистора и методы их измерений. - В кн.: Радиоэлектроника: Тез. конф.” “Развитие техн. н. в респ., пути и способы использ. их результ.” Каунас, 1987, с. 91.

40. Аронов В. Л., Федотов Я. А. Испытание и исследование полупроводниковых приборов. - М.: Высш. школа, 1975. - 325 с., ил.

41. Столярский Э. Измерения параметров транзисторов / Пер. с польского. А. А. Визеля / Под ред. Ю. А. Каменецкого. - М.: Сов. радио, 1976, - 288 с., ил.

42. Павасарис Ч. И. Методы и устройства для измерения граничной частоты f_{T} ВЧ- и СВЧ- транзисторов. - В кн.: Электроника СВЧ, т. 2. Твердотельная электроника СВЧ: Тез. конф. “XI Всесоюзн. н. т. конф.” Орджоникидзе, 1986, с. 111-112 (ДСП).

43. Вайтекунас Ф. К., Павасарис Ч. И. Применение измерительных СВЧ- линий для

измерения граничной частоты f_T биполярных транзисторов. - В кн.: Радиоэлектроника: Тез. конф.” “Развитие техн. н. в респ., пути и способы использ. их результ.” Каунас, 1987, с. 79.

44. Гуммель. Об определении граничной частоты f_T. - ТИИЭР, 1969, т. 57, No 12, с. 71.

45. Павасарис Ч. И. Исследование граничной частоты f_T транзисторной структуры методом фазо-частотной характеристики. - В кн.: Физическая электроника: Тез. конф. “Интенсифик. произв., разраб. новых технол., изделий и материалов.” Каунас, 1984, с. 67-68.

46. А. С. 842643 (СССР). Устройство для измерения граничной частоты транзисторов / Ф. К. Вайтекунас, Ч. И. Павасарис. - Опубл. в Б. И. ,1981, No 24.

47. А. С. 1061073 (СССР). Устройство для измерения граничной частоты транзисторов / Ч. И. Павасарис. - Опубл. в Б. И. ,1983, No 46.

48. Hyde F. J., Price T. E. Measurement of the high-frequency base resistance and collector capasitance of drift transistor. - J. of Electron. and Contr., 1959, vol. 6, No 4, p. 347-355.

49. Вайтекунас Ф., Павасарис Ч., Власкин А. Оптоэлектронный способ уменьшения длительности переходного процесса включения транзисторов. - В кн.: Генерирование, формирование и применение импульсных сигналов: Тез. конф. “Материалы III отраслевая н.-техн. конф.” Вильнюс, 1984, с. 23-25 (ДСП).

50. Павасарис Ч., Шименас Г. Исследование переходных процессов в биполярном транзисторе при его переключении оптическим импульсом. - В кн.: Физическая электроника: Тез. конф. “Усовершенств. технолог. процес. производс., их механизац., автоматиз. и внедрение результатов.” Каунас, 1988, с. 75-76.

51. Грехов И. В., Чашников И. Г. О влиянии краевых эффектов на распределение тока в мощных полупроводниковых приборах. - Письма в ЖТФ, 1977, т. 3, вып. 24, с. 1343-1345.

52. А. С. 1123480 (СССР). Биполярный транзистор / Ч. И. Павасарис, Ф. К. Вайтекунас. - Пол. реш. от 08.12.1983 (ДСП).

53. Павасарис Ч. И. Пути улучшения импульсно-частотных характеристик биполярных транзисторных структур. - В кн.: Материалы XII Всесоюзной н. техн. конф. по микроэлектронике. Ч. V. Тбилиси, 1987, с. 125-126 (ДСП).

54. А. С. 880197 (СССР). Биполярный транзистор / Ч. И. Павасарис, Ф. К. Вайтекунас. - Пол. реш. от 02.12.1980 (ДСП).

55. А. С. (1407343). Биполярный транзистор / Ч. И. Павасарис. - Пол. реш. от 28.04.1987 (ДСП).

56. Вайтекунас Ф. К., Павасарис Ч. И., Куршелис С. К., Киселев А. Г. Исследование импульсных свойств транзисторов Шоттки. - В кн.: Осциллографические методы измерений: Сб. статей. М., 1979, с. 448-453.

57. Викулин И. М., Стафеев В. И. Физика полупроводниковых приборов. - М.: Сов. радио, 1980. - 286 с., ил.

58. Кремер Г. Гетероструктурные биполярные транзисторы и интегральные схемы. - ТИИЭР, 1982, т. 70, No 1. с. 17-32.

59. Пожела Ю. Физика быстродействующих транзисторов: Монография. - Вильнюс: Мокслас, 1989. - 264 с., ил.

60. Балакаускас С. И., Вайтекунас Ф. К., Каваляускас А. А., Лютович К. Л., Павасарис Ч. И., Пожела Ю. К., Тураев Э. С., Шимулите Е. А. Переходные процессы в биполярном транзисторе на основе варизонной структуры $Si_x\ Ge_{1-x}$. - В кн.: Тез. докл. X Всесоюзн. конф. по физике полупроводников. Ч. 1, Минск, 1985, с. 133-134.

61. Каваляускас А. А., Лютович К. Л., Павасарис Ч. И., Пожела Ю. К., Шимулите Е. А. Исследование импульсно-формирующих свойств гетеро-биполярных транзисторов с варизонной базой из $Si_x\ Ge_{1-x}$. - В кн.: Плазма и неустойчивости в полупроводниках: Тез. докл. “VI Всесоюзн. симпозиума”. Вильнюс, 1986, с. 294-295.

62. Балакаускас С. И., Лютович К. Л., Каваляускас А. А., Павасарис Ч. И., Шиленас А. А., Шимулите Е. А. Электрические характеристики p-n переходов, созданных в варизонных слоях Si_x Ge_{1-x} и Al_x Ga_{1-x} As с большими градиентами состава. - Литовский физический сборник, 1988, т. 28, No 5, с. 576-583.

63. Балакаускас С. И., Лютович К. Л., Павасарис Ч. И., Шимулите Е. А. Исследование варизонных биполярных транзисторов на основе твердого раствора Si-Ge. - В кн.: Плазма и неустойчивости в полупроводниках. Ч. 1: Тез. докл. “VII Всесоюзн. симпозиума”. Паланга, 1989, с. 63-65.

64. Балакаускас С. И., Лютович К. Л., Павасарис Ч. И., Шиленас А. А., Шимулите Е. А. Характеристики биполярных транзисторов и диодов из варизонного Ge_x Si_{1-x}. - В кн.: Перспективные материалы твердотельной электроники. Твердотельные преобразователи в автоматике и робототехнике. Ч. I: Тез. н. - т. конф. Минск, 1990, с. 34-35.

65. Балакаускас С. И., Лютович К. Л., Павасарис Ч. И., Шимулите Е. А. Перспектива применения варизонных слоев на основе твердого раствора Si-Ge в биполярной микроэлектронике. - В кн.: Geleitwork zum 35. Internationalen Wissenschaftlichen Kolloquium. Ilmenau, 1990, s. 14-15.

66. Балакаускас С. И., Лютович К. Л., Павасарис Ч. И., Шиленас А. А., Шимулите Е. А. Характеристики варизонного биполярного транзистора на основе полупроводниковой структуры Ge_x Si_{1-x}. - Литовский физический сборник, 1991, т. 31, No 1, с. 91-99.

67. Исследование конструкции и импульсно-частотных свойств СВЧ-гетеротранзисторов и широкополосных схем на их основе. - Отчет о НИР / Руков. раб. Ч. И. Павасарис. Вильнюс, ВГУ, 1988, с. 221, ил. (ДСП).

68. Jonson E. R., Christian S. M. Some properties of Germanium-Silicon. - Phys. Rev., 1954, vol. 95, p. 560-561.

69. Лютович К. Л., Ухорская Т. А., Гимельфарб Ф. А. Кристаллизация эпитаксиальных слоев твердых растворов кремний-германий из газовой фазы. - Кристаллография, 1970, т. 15, вып. 6, с. 1263-1267.

70. Лютович К. Л., Куропаткин В. Л., Саидов С. М. Выращивание эпитаксиальных твердых растворов Si_x Ge_{1-x} методом молекулярно-лучевой эпитаксии. - Изв. УзССР, 1986, No 2, с. 88-89.

71. Balakauskas S. Technologinių procesų, taikant įvairias puslaidininkines medžiagas, sukūrimas naujų KAI schemų gamybai. Mokslų daktaro disert./ Disert. vad. Č. J. Pavasaris. - Vilnius, 1993, p. 153, iliustr. (на литовском языке).

72. Шарма Б. Л., Пурохит Р. К. Полупроводниковые гетеропереходы. - М.: Сов. радио, 1979. - 232 с., ил.

73. Павасарис Ч. И., Жалкаускас В. И. Транзисторно-диодные формирователи перепада напряжения с длительностью фронта около 0,2 нс. - ПТЭ, 1979, No 5, с. 137-139.

74. Jones E. V. High-speed transistor bistable circuits. - Electron. Lett., 1976, vol. 12, No 15, p. 375-376.

75. Берд, Джулити, Ли, Филлипс. Сверхбыстродействующие интегральные логические схемы на токовых переключателях. - Электроника, 1968, No 21, с. 24-32.

76. Мотеюнас И. И., Эйдукас Д. Ю. Управляемые источники сигналов наносекундного диапазона. - Изв. ВУЗов Лит. ССР. Радиоэлектроника, 1977, т. 13, с. 187-217.

77. Вайтекунас Ф. К., Вишняускас Ю. Б., Павасарис Ч. И. Формирователи импульсов с высокой частотой повторения. - ПТЭ, 1976, No 1, с. 100-102.

78. Вайтекунас Ф. К., Павасарис Ч. И. Формирование сверхвысокочастотных видеоимпульсов на переключателе тока. - В кн.: Радиоэлектроника: Тез. докл. Респ. н.- т. конф. Каунас, 1976, с. 69-70.

79. Вайтекунас Ф. К., Власкин А. М., Павасарис Ч. И. Искажение импульсов в схеме переключения тока на транзисторах. - Техника средств связи, сер. Радиоизм. техн. М., 1977, вып. 3 (9), с. 74-78.

80. Вайтекунас Ф. К., Павасарис Ч. И. Формирователи импульсов с высокой частотой повторения на переключателе тока. - Техника средств связи, сер. Радиоизм. техн. М., 1978, вып. 3 (15), с. 65-69.

81. Вайтекунас Ф. К., Власкин А. М., Павасарис Ч. И., Куршелис С. К. Импульсно-формирующие свойства переключателей тока в субнаносекундном диапазоне. - Техника средств связи, сер. Радиоизм. техн. М., 1981, с. 78-82.

82. А. С. 664288 (СССР). Формирователь прямоугольных импульсов / Ч. И. Павасарис, Ф. К. Вайтекунас. - Опубл. в Б. И. ,1979, No 19.

83. А. С. 1454176 (СССР). Интегральный дифференциальный транзистор / Ч. И. Павасарис. - Пол. реш. от 25.11.1987 (ДСП).

84. А. С. 1019613 (СССР). Формирователь импульсов / Ч. И. Павасарис. - Опубл. в Б. И. ,1983, No 19.

85. Павасарис Ч. И. Исследование эффекта смыкания p-n переходов в полупроводниковой структуре тетродного типа. - Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника. Киев, 1986, т. 29, No 9, с. 33-38.

86. Павасарис Ч. И. Исследование статических характеристик и динамических свойств полупроводниковой структуры тетродного типа в режиме смыкания ее p-n переходов. - Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника. Киев, 1987, т. 30, No 5, с. 50. Деп. в ВИНИТИ, No 6283 - В86.

87. Павасарис Ч. И. Новый быстродействующий полупроводниковый прибор, работающий на эффекте смыкания p-n переходов. - В кн.: Плазма и неустойчивости в полупроводниках: Тез. докл. “VI Всесоюзн. симпозиума”. Вильнюс, 1986, с. 282-283.

88. Павасарис Ч. И. Смыкистор - новый быстродействующий полупроводниковый прибор. В кн.: Электроника СВЧ, т. 2. Твердотельная электроника СВЧ: Тез. конф. “XI Всесоюзн. н. т. конф.” Орджоникидзе, 1986, с. 9 (ДСП).

89. Павасарис Ч. И. Исследование динамических характеристик полупроводниковой структуры тетродного типа (смыкистора). - В кн.: Физическая электроника: Тез. конф. “Развитие техн. н. в респ., пути и способы использ. их результ.” Каунас, 1987, с. 72-73.

90. Павасарис Ч. И. Исследование особенностей управления полупроводниковой структуры тетродного типа (смыкистора). - В кн.: Физическая электроника: Тез. конф. “Усовершенств. технолог. процес. производс., их механизац., автоматиз. и внедрение результатов.” Каунас, 1988, с. 74-75.

91. Pavasaris Č. Puslaidininkinio tetrodo statinių ir mikrobangių savybių tyrimas bei jo taikymas sparčiojoje elektronikoje. Tezės: “31- oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija”. Vilnius, 1996, p. 55 (на литовском языке).

92. Павасарис Ч. И. Эффект смыкания p-n переходов - новый принцип работы многофункциональных полупроводниковых приборов. - В кн.: Физическая электроника: Тез. конф. “Усоверш. технол. процес., их автомат. и развит. гибких автоматиз. производств.” Каунас, 1986, с. 108-109.

93. Павасарис Ч. И. Применение эффекта смыкания p-n переходов для разработки многофункциональных полупроводниковых приборов. - Литовский физический сборник, 1988, т. 28, No 1, с. 122-123.

94. Павасарис Ч. И. Новые многофункциональные полупроводниковые приборы для параметрических СВЧ устройств. - В кн.: Успехи научн. и прикладн. исслед. устройств аналог. и цифров. обработки информации на ОИС СВЧ. Тула, 1991, с. 35.

95. Pavasaris Č. A new semiconductor devices on the basis of some physical effects and their application in the microwave electronics, computing technique and automatics. - Proceedings of 1993 International semiconductor device research symposium. Charlottesville, 1993, vol. 1, p. 407-409.

96. Павасарис Ч. Физика полупроводникового тетрода и его применение в микроэлектронике. - Konf. praneš. medž.: “Elektronika ́97”. 2 knyga. KTU, 1997, p. 3-8.

97. А. С. 1777519 (СССР). Полупроводниковый смеситель / Ч. И. Павасарис. - Пол.

реш. от 25.04.1991 (ДСП).

98. Павасарис Ч. Исследования параметрических свойств полупроводниковой структуры тетродного типа. - Tarpt. konf. medž.: Elektronika΄98. Kaunas, Technologija, 1998, p. 39-42.

99. Павасарис Ч. Исследования параметрических свойств полупроводниковой структуры тетродного типа. - Tarpt. konf. medž.: Elektronika΄99. Kaunas, Technologija, 1999, p. 42-44.

100. Бобров И. Н. Параметрические усилители и преобразователи СВЧ. - Киев: Техника, 1969, 240 с., ил.

101. Медведев В. И., Белов А. А. Параметрические и автоколебательные системы. - М.: МГУ, 1990.

102.Эткин В. С., Гершензон Е. М. Параметрические системы на полупроводниковых диодах. - М.: Сов. радио, 1964.

103. СВЧ- полупроводниковые приборы и их применение / Под ред. Г. Уотсона. - М.: Мир, 1972, 662 с., ил.

104. Павасарис Ч. И. Расширение функциональных возможностей микроэлектроники путем использования эффекта смыкания p-n переходов током. - В кн.: Состояние и перспективы развития микроэлектронной техники. Ч. 1: Тез. докл. “Всесоюзн. н. конф.” Минск, 1985, с. 44 (ДСП).

105. Patentas (LT) Nr. 6076. Puslaidininkinis tetrodas / Česlovas Pavasaris. - OB 2014/10 (на литовском языке).

106. А. С. 1674672 (СССР). Логическая схема ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ / Ч. И. Павасарис. - Пол. реш. от 25.07.1990 (ДСП).

107. А. С. 1812633 (СССР). Многофункциональный логический элемент / Ч. И. Павасарис. - Опубл. в Б. И., 1993, No 16.

108. А. С. 1676370 (СССР). Полусумматор в двоичном коде / Ч. И. Павасарис. - Пол. реш. от 20.06.1990 (ДСП).

109. А. С. 1671038 (СССР). Полный сумматор в двоичном коде / Ч. И. Павасарис. - Пол. реш. от 30.07.1990 (ДСП).

110. Павасарис Ч. И. Пути существенного упрощения структуры построения сверхбыстродействующих АЦП и ЦАП. - В кн.: Интегральная электроника СВЧ: Тез. докл. спец. секции Всесоюзн. н.-т. конф. Красноярск, 1988, с. 84-86 (С).

111. А. С. 1364212 (СССР). Аналого-цифровой преобразователь / Ч. И. Павасарис. - Пол. реш. от 21.10.1986 (ДСП).

112. А. С. 1480729 (СССР). Аналого-цифровой преобразователь / Ч. И. Павасарис. - Пол. реш. от 22.03.1988 (ДСП).

113. А. С. 1487779 (СССР). Цифроаналоговый преобразователь / Ч. И. Павасарис. - Пол. реш. от 26.05.1988 (ДСП).

114. Patentas (LT) Nr. 6075. Analoginis skaitmenų keitiklis / Česlovas Pavasaris. - OB 2014/10 (на литовском языке).

115. А. С. 1501889 (СССР). Преобразователь кода Грея в двоичный код / Ч. И. Павасарис. - Пол. реш. от 30.05.1988 (ДСП).

116. Patentas (LT) Nr. 6080. Dvejetainis Grėjaus kodo keitiklis / Česlovas Pavasaris. - OB 2014/10 (на литовском языке).

117. Мейзда Ф. Интегральные схемы. Технология и применение / Пер. с англ. И. И. Короткевич и В. Г. Микуцкого / Под ред. к. т. н. М. В. Гальперина. - М.: Мир, 1981. - 280 с., ил.

118. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. / Пер. с нем. под ред. д. т. н. А. Г. Алекскнко. - М.: Мир, 1982. - 512 с. ил.

119. Patentas (LT) Nr. 6074. Trigeris / Česlovas Pavasaris. - OB 2014/10 (на литовском языке).

120. Patentas (LT) Nr. 6073. Trigeris / Česlovas Pavasaris. - OB 2014/10 (на литовском языке).

121. Patentas (LT) Nr. 6072. Atminties elementas / Česlovas Pavasaris. - OB 2014/10 (на литовском языке).

122. Данилов А. А. Устройства выборки - хранения: состояние, разработки, пути совершенствования. - Измерение, Контроль, Автоматика, 1986, No 4, с. 26-35.

123. А. С. 1795798 (СССР). Устройство выборки - хранения / Ч. И. Павасарис, С. И. Балакаускас. - Пол. реш. от 30.07.1991 (ДСП).

124. Patentas (LT) Nr. 6077. Imties ir laikymo įrenginys / Česlovas Pavasaris. - OB 2014/10 (на литовском языке).

125. Patentas (LT) Nr. 6078. Tankintuvas-atrinktuvas / Česlovas Pavasaris. - OB 2014/10 (на литовском языке).

126. Patentas (LT) Nr. 6083. Skaitmeninių signalų komparatorius / Česlovas Pavasaris. - OB 2014/10.

127. А. С. 1063252 (СССР). Полупроводниковый формирователь ступенчатого напряжения / Ч. И. Павасарис. - Пол. реш. от 25.11.1982 (ДСП).

128. А. С. 1321322 (СССР). Полупроводниковый формирователь ступенчатого напряжения / Ч. И. Павасарис. - Пол. реш. от 23.05.1986 (ДСП).

129. А. С. 1195436 (СССР). Формирователь импульсов / Ч. И. Павасарис. - Опубл. в Б. И. ,1985, No 44.

130. А. С. 1220114 (СССР). Генератор импульсов с задержанной обратной связью / Ч. И. Павасарис. - Опубл. в Б. И. ,1986, No 11.

131. А. С. 1290495 (СССР). Тиристорный генератор / Ч. И. Павасарис. - Опубл. в Б. И. ,1987, No 6.

132. А. С. 1192558 (СССР). Полупроводниковый прибор / Ч. И. Павасарис. - Пол. реш. от 15.11.1984 (ДСП).

133. Pavasaris Č. Daugiafunkcinis puslaidininkinis įtaisas ir jo taikymas signalų generatoriuose.- Progr. ir pran. tez., 39- oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius, 2011, p. 104 (на литовском языке).

134. А. С. 1457747 (СССР). Полупроводниковый инвертор / Ч. И. Павасарис. - Пол. реш. от 24.11.1987 (ДСП).

135. Pavasaris Č. Dvipolio ir lauko tranzistorių mišrusis puslaidininkinis darinys.- Progr. ir pran. tez., 40-oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius, 2013, p. 93 (на литовском языке).

136. Pavasaris Č. Pagerintų savybių dvipolio ir lauko tranzistorių mišrusis puslaidininkinis darinys.- Progr. ir pran. tez., 40-oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius, 2013, p. 94.

137. А. С. 1637631 (СССР). Способ генерации синхронных электрических и оптических импульсов и устройство для его осуществления / Ч. И. Павасарис, К. В. Суткус, Г. Э. Шименас. - Пол. реш. от 28.12.1989 (ДСП).

138. А. С. 1637612 (СССР). Оптоэлектронная полупроводниковая структура / Г. Э. Шименас, К. В. Суткус , Ч. И. Павасарис. - Пол. реш. от 28.03.1990 (ДСП).

139. А. С. 1417722 (СССР). Лавинно - ключевой полупроводниковый диод / Ч. И. Павасарис, Г. Э. Шименас. - Пол. реш. от 18.06.1987 (ДСП).

140. З. на И. 3936386/25 (114634) (СССР). Полупроводниковый лазер / Ч. И. Павасарис.- От 02.08.1985.

141. А. С. 543957 (СССР). Функциональный генератор / Ч. И. Павасарис, Ф. К. Вайтекунас.- Опубл. в Б. И.,1977, No 3.

142. Интегральная оптика. Проблемы прикладной физики / Под ред. Т. Тамира / Пер. с англ. В. А. Сычугова и К. Ф. Шипилова / Под ред. Т. А. Шмаонова. - М.: Мир, 1978. - 344 с., ил.

143. Auston D. H. Picoseconds optoelectronic switching and gating in silicon.- Appl. Phys. Lett. 26, 101 (1975).

144. Мелешко Е. А. Быстродействующая импульсная электроника. - М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. - 320 с., ил.

145. Вендик И. Б., Геворкян С. Ш., Хижа Г. С. Оптически управляемые полупроводниковые СВЧ устройства. - Зарубежная радиоэлектр. М., 1987, No. 9, с. 10-21.

146. Достал И. Операционные усилители / Пер. с англ. Б. Н. Бронина / Под ред. к. т. н. М. В. Гальперина. - М.: Мир, 1982. - 512 с., ил.

147. З. на И. 3278700/21 (062453) (СССР). Способ формирования импульсных сигналов и устройство для его осуществления / Ч. И. Павасарис, Ф. К. Вайтекунас.- От 21.05.1981.

148. Hanxhing S., Lakshman S. T. A Wavelenght Locking Sheme for Semiconductor Laser Systems Based on an Interpolation Algorithm. - IEEE Photonics Technology Letters, vol. 16, No. 7, 2004, p. p. 1622-1624.

149. Еремин С. А., Мокеев О. К., Носов Ю. Р. Полупроводниковые диоды с накоплением заряда и их применение / Под ред. к. т. н. Ю. Р. Носова. - М.: Сов. радио, 1966. - 153 с., ил.

150. Th. G. van de Roer. Analytical small-signal theory of BARITT diodes. TH-Report 74-E-46, 1974, ISBN 90 6144 046 7.

151. Вайсс Г. Физика гальваномагнитных полупроводниковых приборов и их применение / Пер. с немецкого. / Под ред. О. К. Хомерика. - М.: Энергия, 1974. - 384 с., ил.

152. Егиазарян Г. А., Стфеев В. И. Магнитодиоды, магнитотранзисторы и их применение - М.: Радио и связь, 1987. - 88 с., ил.

153. Кучис Е. В. Гальваномагнитные эффекты и методы их исследования - М.: Радио и связь, 1990. - 264 с., ил.

154. З. на И. 2586462/25 (029899) (СССР). Способ управления полупроводниковым прибором с p-n переходами / Ч. И. Павасарис.- От 01.03.1978.

155. А. С. 1277372 (СССР). Преобразователь импульсов видеосигнала в СВЧ-радиоимпульсы / Ч. И. Павасарис, А. В. Висацкас, В. П. Ивашка. - Опубл. в Б. И. ,1986.

156. Павасарис Ч. И. Исследование методов формирования импульсов с высокой частотой повторения.- Тез. докл. “Програм. и тез. XXVI студент. н. конф., ВГУ”, Вильнюс, 1974, с. с. 1, 19, 33-34.

157. Вайтекунас Ф., Власкин А., Павасарис Ч. Исследование переходных процессов в транзисторных ключах. Тез. конф. “1-я всесоюз. н.- т. конф. молод. учен. и спец. отрасли связи.”, М., 1976, с. 107.

158. Вайтекунас Ф., Павасарис Ч. Формирование импульсов с частотой следования до 1 ГГц при помощи транзисторов. В кн. “Радиоэлектроника”, тез. конф. “Разв. техн. н. в респ. и использ. их результ.”, Вильнюс, 1977, с. 94-95.

159. Павасарис Ч. Использование свойств выходных вольт-амперных характеристик транзисторов для формирования видеоимпульсов. - В кн. “Радиоизм. техн.”, н.-т. сб., Вильнюс, 1978, с. 195-199.

160. Вайтекунас Ф., Павасарис Ч., Власкин А., Волгин А. Особенности работы СВЧ- транзисторов в импульсном режиме.- В кн. “Генерир., формир. и примен. импульс. сигналов”, мат. I республ. н.-т. конф., Вильнюс, 1978, т. I, с. 85-87.

161. Вайтекунас Ф., Павасарис Ч., Жалкаускас В. Измерение f_T СВЧ-транзисторов.- В кн. “Генерир., формир. и примен. импульс. сигналов”, мат. I республ. н.-т. конф., Вильнюс, 1978, т. I, с. 93-96.

162. Вайтекунас Ф., Павасарис Ч., Вишняускас Ю. Исследование импульсных свойств СВЧ- транзисторов и ЛПД.- Тез. докл. VIII всесоюз. конф. по микроэлектронике, М., 1978, с. 370-371.

163. Вайтекунас Ф., Павасарис Ч. Исследование импульсных параметров СВЧ транзисторов.- В кн. “Радиоизмерения”, мат. VII н.-т. конф., Каунас-Вильнюс, 1978, т. III, с. 127.

164. Вайтекунас Ф., Павасарис Ч. Исследование работы транзистора в импульсном режиме.- В кн. “Осциллогр. методы измер.”, М., 1979, с. 441-447.

165. Вайтекунас Ф., Власкин А., Павасарис Ч., Куршелис С. Импульсно-

формирующие свойства переключателей тока в субнаносекундном диапазоне.- В кн. “Нано- и пикосекунд. имп. техн. и ее примен. в радиоизмер.”, мат. IV всесоюзн. симпоз., Горкий, 1979, с. 40.

166. Вайтекунас Ф., Павасарис Ч. Импульсно-формирующие особенности транзисторов в субнаносекундном диапазоне.- В кн. “Нано- и пикосекунд. имп. техн. и ее примен. в радиоизмер.”, мат. IV всесоюзн. симпоз., Горкий, 1979, с. 40.

167. Вайтекунас Ф., Вишняускас Ю., Павасарис Ч. Исследование импульсных процессов в ТРАПАТТ диодах и СВЧ транзисторах.- В кн. “Твердот. электр. СВЧ”, мат. девятой всесоюзн. конф. по электр. сверх высок. част., Киев, 1979, т. 2, с. 67.

168. Вайтекунас Ф., Павасарис Ч. Физические процессы, обуславливающие импульсные свойства транзистора.- В кн. “Физическая электроника”, мат. конф. “Разв. техн. н. в респ. и использ. их результ.”, Каунас-КПИ, 1979, с. 95-96.

169. Вайтекунас Ф., Павасарис Ч. Влияние выходных ВАХ в области насыщения на импульсные свойства транзистора.- В кн. “Управл. технолог. процес. микроэлектр.”, мат. конф. “Автоматиз. и механ. процес. произв. и упрвл.”, Каунас-КПИ, 1980, с. 49-51.

170. Вайтекунас Ф., Павасарис Ч., Куршелис С. Влияние выходного сопротивления источника управления на длительность переходного процесса в транзисторной структуре.- В кн. “Управл. технолог. процес. микроэлектр.”, мат. конф. “Автоматиз. и механ. процес. произв. и упрвл.”, Каунас-КПИ, 1980, с. 51-52.

171. Павасарис Ч. Взаимосвязь импульсно-частотных свойств транзистора с физико-технологическими параметрами его структуры.- Матер. конф. “Актуал. пробл. развит. научн. исслед. молод. ученых и специал. Вильнюсского госунив. им. В. Капсукаса”, Вильнюс, 1980, с. 31-33.

172. Павасарис Ч., Куршелис С., Шименас Г. Исследование методов измерений сопротивления базы транзистора.- Матер. конф. “Актуал. пробл. развит. научн. исслед. молод. ученых и специал. Вильнюсского госунив. им. В. Капсукаса”, Вильнюс, 1980, с. 28-30.

173. Вайтекунас Ф., Павасарис Ч. Использование фазо-частотной характеристики транзистора для анализа его импульсно-частотных свойств.- В кн. “Генерир., формир. и примен. импульс. сигналов”, мат. II республ. н.-т. конф., Вильнюс, 1980, с. 64-65.

174. Вайтекунас Ф., Власкин А., Павасарис Ч., Урбеленис В. Формирующие свойства транзисторов.- В кн. “Генерир., формир. и примен. импульс. сигналов”, мат. II республ. н.-т. конф., Вильнюс, 1980, с. 61-63.

175. А. С. 790200 (СССР). Двухсторонний ограничитель импульсов / Ч. И. Павасарис, Ф. К. Вайтекунас.- Опубл. в Б. И.,1980, No 47.

176. Павасарис Ч. Особенности импульсного режима работы СВЧ биполярного транзистора.- В кн. “Интенсифик. призв., разраб. новых. технолог., издел и материал.”, мат. республ. конф. “Технолог. процес. произв. интеграл. схем”, Каунас-КПИ, 1981, с. 73-74.

177. А. С. 907786 (СССР). Устройство для одностороннего ограничения сигнала / Ч. И. Павасарис, Ф. К. Вайтекунас.- Опубл. в Б. И.,1982, No 7.

178. Павасарис Ч., Галвонас В. Влияние выходного сопротивления источника управления на длительность процесса выключения в транзисторной структуре.- В кн. “Микроэлектр.”, мат. республ. конф. “Перспек. разв. техн. н. в республ. и использ. их результ.”, Каунас-КПИ, 1982, с. 122-124.

179. Вайтекунас Ф., Павасарис Ч. Исследование влияния физических процессов в транзисторе на его генерационно-формирующие свойства несинусоидальных СВЧ колебаний.- Мат. I н.-т. конф. по интегр. электр. СВЧ, ч. II, Новгород, 1982, с. 270-271.

180. Вайтекунас Ф., Павасарис Ч., Казакевичене Г. Зависимость граничной частоты транзисторной структуры от ее физико-технологических параметров в режиме управления напряжением.- В кн. “Генерир., формир. и примен. импульс. сигналов”, мат. III отраслевой. н.-т. конф., Вильнюс, 1984, с. 25-28.

181. Павасарис Ч. Смыкистор- новый быстродействующий полупроводниковый

прибор. В кн. “Электроника СВЧ”, т. 2, Твердотельная электроника СВЧ, тез. конф. “XI Всесоюзн. н. т. конф.”, Орджоникидзе, 1986, с. 9.

182. Pavasaris Č. Prietaisai veikia nauju principu.- Mokslas ir technika, 1987, No 2, p. 15 (на литовском языке).

183. А. С. 1704155 (СССР). Магнитная головка / В. П. Ивашка, М. А. Жилинскас, Ч. И. Павасарис. - Опубл. в Б. И. ,1992, No 1.

184. Pavasaris Č., Leontjevas G. Naftos produktų ant vandens paviršiaus jutiklis su automatine signalizacijos sistema. Tezės, “31- oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija”. Vilnius, 1996, p. 83 (на литовском языке).

185. Pavasaris Č., Leontjevas G., Grinevičius L. Naftos produktų teršalų detekcija vandens paviršiuje.- Progr. ir pran. tez., 32-oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius, 1997, p. 243-244 (на литовском языке).

186. Patentas (LT) Nr. 4275. Naftos ir jos produktų ant vandens paviršiaus aptikimo būdas ir jutiklis / Č. Pavasaris, G. Leontjevas.- 1997 (на литовском языке).

187. Pavasaris Č., Leontjevas G. Naftos produktų teršalų vandens paviršiuje aptikimo jutiklis.- “Matavimai“, Kaunas, “Technologija”, 1998, Nr. 3 (8), p. 49-51 (на литовском языке).

188. Leontjevas G., Pavasaris Č. Naftos produktų teršalų vandens paviršiuje aptikimo jutiklio patobulinimas.- Progr. ir pran. tez., “33-oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija”, Vilnius, 1999, p. 210-211 (на литовском языке).

189. Matukas J., Pavasaris Č., Palenskis V., Pralgauskaitė S., Smetona S., Šermukšnis E. Turn-on characteristics of InGaAsP laser diodes.- Liet. Fiz. Ž., 2001, v. 41, No. 4-6, p. 423-428.

190. Matukas J., Palenskis V., Pavasaris Č., Pralgauskaitė S., Simons J. G., Smetona S., Sobiestijanskas R., Šermukšnis E., Vyšniauskas J. Optical and electrical characteristics of InGaAsP DFB MQW laser diodes. Abstracts of 11th International Symposium on ultrafast Phenomena in Semiconductors, Vilnius, Lithuania, 2001, p. 60-61.

191. Pralgauskaitė S., Palenskis V., Matukas J., Pavasaris Č., Šermukšnis E., Simmons J. G., Sobiestijanskas R., Smetona S. Optical and electrical characteristics of DFB MQW laser diodes.- „Medžiagotyra“, 2001, V. 7, No. 2, p. 80-86 (на литовском языке).

192. Šermukšnis E., Matukas J., Pavasaris Č., Palenskis V., Pralgauskaitė S., Smetona S. InGaAsP lazerinių diodų impulsinės charakteristikos.- Progr. ir pran. tez., 34-oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius, 2001, p. 190 (на литовском языке).

193. Matukas J., Palenskis V., Pavasaris Č., Šermukšnis E., Vyšniauskas J., Pralgauskaitė S., Letal G., Smetona S., Simmons J. G., Sobiestijanskas R. Optical and electrical characteristics of InGaAsP MQW BH DBF laser diodes.- Material Science Forum Vols. 384-385 (2002) pp. 91-94. 2002, Trans. Tech. Publications, Switzerland.

194. Pavasaris Č., Matukas J. Kompensacinio metodo netiesioginiame elektros srovės matavimo būde tyrimas.- Progr. ir pran. tez., 35-oji jubiliejinė Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius, 2003, p. 249 (на литовском языке).

195. Matukas J., Pralgauskaitė S., Vizbaras K., Vyšniauskas J., Pavasaris Č., AlGaAs/GaAs dvipolių tranzistorių žemadažnio triukšmo analizė.- Progr. ir pran. tez., 37-oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius, 2007, p. 135 (на литовском языке).

196. Muliuk G., Eidikas P., Matukas J., Pralgauskaitė S., Pavasaris Č., Didelės galios AlInAs/GaP šviesos diodų triukšminų savybių tyrimas.- Progr. ir pran. tez., 39-oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius, 2011, p. 175 (на литовском языке).

197. Patentas (LT) Nr. 6079. Nekontaktinis elektros srovės matavimo būdas ir įrenginys / Č. Pavasaris, J. Matukas.- OB 2014/10 (на литовском языке).

198. Č. Pavasaris. Puslaidininkinio tetrodo taikymas sparčiojoje skaitmeninėje elektronikoje.- Progr. ir pran. tez., 41-oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius, 2015, p. 204 (на литовском языке).

199. Č. Pavasaris. Puslaidininkinio tetrodo taikymas sparčiojoje impulsinėje elektronikoje.- Progr. ir pran. tez., 41-oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius, 2015, p. 205 (на литовском языке).

200. Č. Pavasaris. Puslaidininkinio tetrodo taikymas sparčiosiose skaitmeninėse

schemose.- Progr. ir pran. tez., 42-oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius, 2017, p. 281 (на литовском языке).

201. Patentas (LT) Nr. 6703 B. Dvigubo atsako juonizuojančios spinduliuotės detektorius ir matavimo būdas / E. Gaubas, T. Čeponis, D. Paipulas, Č. Pavasaris, V. Kalesinskas. - OB 2020/02 (на литовском языке).

202. Patent (EP) No. 3594723 A1. Dauble responce ionizing radiation detector and measuring method using the same / Gaubas E., Ceponis T., Kalesinskas V., Paipulas D., Pavasaris C. - 2020/03.

203. Patentas (LT) Nr. 2020 001 A. Tetrodinis ir pentodinis tranzistoriai, bei schemos su jais / Česlovas Pavasaris- OB 2021/13 (на литовском языке).

204. Patentas (LT) Nr. 2020 002 A. Dvigubos injekcijos keičiamo bangos ilgio puslaidininkis lazeris / Č. Pavasaris- OB 2021/13 (на литовском языке).

205. Patentas (LT) Nr. 2020 003 A. Dvigubos injekcijos puslaidininkis lazeris / Č. Pavasaris- OB 2021/13 (на литовском языке).

206. Patentas (LT) Nr. 6945 B. Daugiafunkcinis puslaidininkinis įtaisas ir schemos su juo (1) / Č. Pavasaris- OB 2022/19 (на литовском языке).

207. Patentas (LT) Nr. 6946 B. Daugiafunkcinis puslaidininkinis įtaisas ir schemos su juo (2) / Č. Pavasaris- OB 2022/19 (на литовском языке).

208. Patentas (LT) Nr. 6947 B. Daugiafunkcinis puslaidininkinis įtaisas ir schemos su juo (3) / Č. Pavasaris- OB 2022/19 (на литовском языке).

209. Patentas (LT) Nr. 6948 B. Daugiafunkcinis puslaidininkinis įtaisas ir schemos su juo (4) / Č. Pavasaris- OB 2022/19 (на литовском языке).

КОНФЕРЕНЦИИ

Основные результаты настоящей работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях и симпозиумах:

1. Международные и республиканские научно - технические конференции в г. Каунас (КТУ): 1976, 1978 ÷ 1982, 1984 ÷ 1988, 1997 ÷ 1999 г. г.
2. I Всесоюзная научно-техническая конференция по интегральной электронике СВЧ в г. Новгород: 1982 г.
3. I, II и III Отраслевые научно-техническая конференции “Генерирование, формирование и применение импульсных сигналов в г. Вильнюс: 1977, 1980, 1984 г. г.
4. VIII Всесоюзная конференция по микроэлектронике в г. Москва: 1978 г.
5. IX Всесоюзная конференция по электронике СВЧ в г.Киев: 1979 г.
6. IV Всесоюзный симпозиум “Нано- и пикосекундная импульсная техника и ее применение в радиоизмерениях” в г. Горький: 1979 г.
7. X Всесоюзная конференция по физике полупроводников в г. Минск: 1985 г.
8. V Всесоюзная научно-техническая конференция в г. Москва: 1986 г.
9. XI Всесоюзная научно-техническая конференция в г. Орджоникидзе: 1986 г.
10. VI Всесоюзный симпозиум в г. Вильнюс: 1986 г.
11. XII Всесоюзная научно-техническая конференция в г. Тбилиси: 1987 г.
12. Всесоюзная научно-техническая конференция в г. Красноярск: 1988 г.
13. VII Всесоюзный симпозиум в г. Паланга: 1989 г.
14. Всесоюзная научно-техническая конференция в г. Минск: 1990 г.
15. Internationalen Wissenschaftlichen Kolloquium, Ilmenau: 1990.
16. Всесоюзная научно - техническая конференция в г. Тула: 1991 г.
17. International semiconductor device research symposium, Charlottesville: 1993.
18. 31- oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius: 1996.
19. 33- oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius: 1999.
20. 34- oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius: 2001.
21. 35- oji jubiliejinė Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius: 2003.
22. 37- oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius: 2007.
23. 39- oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius: 2011.
24. 40-oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius, 2013.
25. 41-oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius, 2015.
26. 42-oji Lietuvos nacionalinė fizikos konferencija, Vilnius, 2017.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

А – анод диода.
АИО – активная излучательная область ПЛ.
АЦП – аналого-цифровой преобразователь.
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика.
Б – база БТ или СМ.
БС – большой сигнал.
БТ – биполярный транзистор.
БТШ – биполярный транзистор Шоттки.
ВАХ – вольтамперная характеристика.
ВБТ – варизонный БТ.
ВИ – видеоимпульс.
ВО – варизонная область.
ВП – варизонный полупроводник.
ВЭП – встроенное электрическое поле.
ГИ – генератор импульсов.
ГМПЛ – гальваномагнитный ПЛ.
ГМПП – гальваномагнитный полупроводниковый прибор.
ГН – генератор напряжения.
ГП – гетеропереход.
ГС – генерационные свойства.
ГТ – генератор тока.
ГФС – генерационно-формирующие свойства.
Д – диод.
$Д_{ст}$ – стабилитрон.
ДГМПП – двойной ГМПП.
ДДПП – диодно-диодный ПП.
ДНЗ – диод с накоплением заряда.
ДТПП – диодно-транзисторный ПП.
ДТЭ – двух-транзисторный элемент.
ДМП – демультиплексор.
ДУ – дифференциальный усилитель.
ДШ – диод Шоттки.
З – затвор ПТ.
И – исток ПТ.
ИЛ – измерительная линия.
ИП – истоковый повторитель.
ИЧС – импульсно-частотные свойства.
ИЧХ – импульсно-частотные характеристики.
К – коллектор БТ или СМ.
$К_{Д, Т}$ – катод диода, коллектор трпнзистора.
КЗ – короткое замыкание.
КИП – комплементарный истоковый повторитель.
КЛУ – конвертор ЛУ- “± 1” в ЛУ- “+ 1” или в ЛУ- “– 1”.
КП – комплементарный повторитель.
к. п. д. – коэффициент полезного действия.
КПИ – ключевой полупроводниковый инвертор.
КПП – ключевой ПП.
КЦЧ – компаратор цифровых чисел.
КЭП – комплементарный эмиттерный повторитель.
ЛПД – лавинно-пролетный диод.
ЛЭ – логический элемент.

ЛЭ- “И” – ЛЭ “И”.
ЛЭ- “ИИ” – ЛЭ “ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ”.
ЛЭ- “ИИ-НЕ” – ЛЭ “ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ”.
ЛУ – логический уровень.
ЛФ – логическая функция.
МДП – метал-диэлектрик-полупроводник.
МИС – метрологический импульсный сигнал.
ММФПП – модифицированный МФПП.
МОП – метал-оксид-полупроводник.
МП – мультиплексор.
МПЧ – модулятор-преобразователь частот.
МСПС – многослойная полупроводниковая структура.
МТСПП – модифицированной структуры ТСПП
МФПП – многофункциональный ПП.
НД – неравновесные дырки.
“НЕ” – логический элемент “НЕ”.
НЗ – носители заряда.
НЛ – нагрузочная линия.
ННЗ – неосновные носители заряда.
НСФ – напряжение ступенчатой (лестничной) формы.
НЭ – неравновесные электроны.
ОБ – общая база.
ОЗ – общий затвор.
ОИ – общий исток.
ОК – общий коллектор.
ОНЗ – основные носители заряда.
ОО – обедненная область (область ионизированных атомов примесей – акцепторов и доноров).
ООЗ – область объемного заряда ионизированных атомов примесей.
ОПЗ – область пространственного заряда свободных носителей.
ОПП – оптоэлектронный ПП.
ОС – общий сток.
ОУ – операционный усилитель.
ОЭ – общий эмиттер.
ОЭБ – оптоэлектронный блок.
ОЭБТ – оптоэлектронный БТ.
ОЭК – оптоэлектронный ключ.
ОЭЛКД – оптоэлектронный лавинно-ключевой диод.
ОЭФГ – оптоэлектронный функциональный генератор.
ОШ – общая шина.
ПВИ – переключающий видеоимпульс.
ПГИ – полупроводниковый ГИ.
ПДНЗ – планарный ДНЗ.
ПИ – переключающий импульс.
ПИГЛ – полупроводниковый инжекционный гетеролазер.
ПК – полупроводниковый канал.
ПЛ – полупроводниковый лазер.
ПЛДИ – ПЛ с двойной инжекцией.
ПОМ – полупроводниковый оптический модулятор.
ПОЭГ – полупроводниковый оптоэлектронный генератор.
ПОЭК – полупроводниковый оптоэлектронный коммутатор.
ПП – полупроводниковый прибор.
ПП-S – ПП с ВАХ S- типа.

ППЛ – перестраиваемый полупроводниковый лазер.
ППЛДИ – перестраиваемый ПЛДИ.
ППНЗ – полупроводниковый прибор с накоплением заряда.
ПТ – полевой транзистор.
ПУ – параметрический усилитель.
ПФИ – полупроводниковый ФИ.
ПФСН – полупроводниковый формирователь ступенчатого напряжения.
ПХ – переходная характеристика.
РИ – радиоимпульс.
С – сток ПТ.
СВЧ – сверхвысокая частота.
СД – светодиод.
СМ – смыкистор (ПП тетродного типа).
СПТ – схема переключения тока.
ТК – транзисторный ключ.
ТСПП – транзисторно-смыкисторный ПП
ТТ – тетродный транзистор.
ТШ – транзистор Шоттки.
УД – управляемый диод.
УВХ – устройство выборки - хранения.
УЛД – управляемый лавинный диод.
УЛПД – управляемый ЛПД.
УПП – усилительный ПП.
$Ф$ – импульс света (световой поток).
ФД – фотодиод.
ФИ – формирователь импульсов.
ФЛНН – формирователь линейно нарастающего напряжения.
ФС – формирующие свойства.
ФЭП – фотоэлектрический преобразователь.
ФЭСЗ – физическая эквивалентная схема замещения.
ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь.
Э – эмиттер БТ или СМ.
ЭДП – электроно-дырочная плазма.
ЭЗ – элемент задержки.
ЭП – эмиттерный повторитель.
ЭППФ – электрически перестраиваемый полосовой фильтр.
ЭУ – электронные устройства.
A_s – фактор эффекта модуляции проводимости областей БТ в режиме его насыщения.
a: a_f; $a_{g\ o}$; a_h; $a_{\tau\ o}$ – фактор: вида семейств линий f_T (i_C, u_C) = const; режима управления БТ; вида семейств линий $h_{21e\ o}$ (i_C, u_C) = const; эффекта просачивания ПИ в нагрузку БТ.
$\{a_k\}$ – обозначение цифрового числа.
$\boldsymbol{B}$ – вектор индукции магнитного поля.
$\{b_k\}$ – обозначение цифрового числа.
C: $C_{o,\ 1,\ 2,...}$; C_{pn} и $C_{pn\ (дф)}$; $C_{e,\ o}$ и $C_{c,\ o}$; $C_{c\ 1}$; $C_{CE,\ КЭ}$; $C_{GS,\ ЗИ}$; $C_{DS,\ СИ}$; $C_н$; – емкость: конденсатора; барьерная и диффузионная емкость p-n перехода; эмиттерного и коллекторного p-n переходов БТ (СМ), где индекс “о” при отсутствии токов в БТ (СМ); активная составляющее C_c; конструктивная емкость между выводами коллектора К (или С) и эмиттера Э (или Е) БТ и СМ; коллектолр-эмиттер; затвор-исток; сток-исток; нагрузки.
с: $c_{аб}$ – скорость света в вакууме: в активной области ПЛ.
D – сток ПТ.

D: $D_{B,\ E,\ K,\ n,\ p}$ – коэффициент диффузии ННЗ: в области базы В, эмиттера Е, коллектора К БТ (СМ), электронов, дырок.

d: d_{pn}; $d_{pn\ o}$;$d_{pn\ max}$ – толщина: ООЗ p-n перехода; при отсутствии смещения; максимальная.

$\{d_k\}$ – обозначение двоичного цифрового числа.

$\boldsymbol{E}$: $\boldsymbol{E}_{B,\ E,\ K}$ – вектор напряженности электрического поля: в активной базовой области В БТ (СМ), в области эмиттера Е, в области коллектора К.

E: $E_{B,\ E,\ K}$ – модуль напряженности $\boldsymbol{E}$ электрического поля с теми же значениями индексов.

E: $E_Ф$; E_c; E_v; E_F – энергия (уровень): оптического фотона; дна зоны проводимости; верха (потолка) валентной зоны; уровень Ферми зонной структуры полупроводника.

$F_ш$ – коэффициент шума.

f: $f_{вх}$; $f_{вых}$; $f_{изм}$; $f_{пред}$; f_{max}; f_T; $f_{T\ max}$; $f_{h21\ b}$, $f_{h21\ e}$; $f_{зап}$ – частота: входная; выходная; измерения; предельная; максимальная; граничная; граничная максимальная; значения $f_{пред}$ коэффициентов $\boldsymbol{h}_{21\ b}$ и $\boldsymbol{h}_{21\ e}$; заполнения РИ.

G – затвор ПТ.

$\{g_k\}$ – обозначение цифрового числа Грея.

h: h_E; h_B; h_C; $\boldsymbol{h}_{21\ b,\ e}$ и $h_{21\ b,\ e,\ o\ B,\ E}$ – коэффициент: статической инжекции эмиттерного p-n перехода; статического переноса ННЗ через базу; статической эффективности коллекторного p-n перехода БТ; комплексный коэффициент передачи тока БТ и эго модуль, здесь индекс “b” для схемы с ОБ, индекс “e” для схемы с ОЭ (ОК), индексы “В” и “Е” для статических значений $h_{21\ b,\ e}$, а индекс “o” для этих значений на низкой частоте $f_{изм} \Rightarrow 0$.

$h^*_{21\ B\ o}$ – коэффициент передачи постоянного тока $I_{Э\ o}$ эмиттера УПП при закороченной цепи коллектор-база.

h – постоянная Планка.

$h\cdot\nu$ – энергия фотона.

I: $I_{B,\ E,\ C,\ s,\ max,\ min}$; $I_{BB,\ BB\ s}$; $I_{CB\ o}$, $I_{EB\ o}$, $I_{CE\ o,}$ $I_{pn\ s}$; $I_{D,\ S,\ G}$; $I_{дрф,\ диф}$; $I_{зп}$; $I_{нкч}$; $I_{пор}$; $I_{прм}$; – постоянный ток (амплитуда переменного тока): базы, эмиттера, коллектора БТ, где индекс “s” для этих значений в режиме насыщения БТ, индекс “max” для максимальных значений, и “min” для минимальных значений; ток между электродами $Б_{1,\ 2}$ базы СМ, где индекс “s” для величины тока смыкания ООЗ p-n переходов в базе СМ; тепловой ток (обратный ток насыщения) коллекторного p-n перехода БТ, эмиттерного p-n перехода БТ, между коллектором и эмиттером, тепловой токов обратно смещенного p-n перехода; ток стока, истока, затвора ПТ; дрейфовый или диффузионный ток; запирающий ток; прямой ток накачки ПЛ; пороговый ток через p-n переход; прямой ток через p-n переход.

i: $i_{B,\ E,\ C}$; $i_{D,\ S,\ G}$; $i_{зп}$ – мгновенное значение тока: базы, эмиттера, коллектора БТ; стока, истока, затвора ПТ; запирающего тока.

K: K_B; $K_{s,\ f\ (b,\ e)}$; $K_{I,\ U}$; $K_{i,\ u,\ p}$ – коэффициент (фактор): фактор дрейфа ННЗ в базовой области БТ из-за наличия встроенного E_B в ней; насыщения, выключения БТ, где индексы “(b)” или “(e)” для схемы включения с ОБ или с ОЭ (ОК), соответственно; передачи-усиления постоянного тока, напряжения; дифференциальный коэффициент передачи-усиления переменного тока, напряжения, мощности.

k – константа Больцмана.

L: L_d; $L_{d\ (B,\ E,\ C,\ p,\ n)}$ – индуктивность катушки, длина: диффузионная длина ННЗ; в области базы, эмиттера, коллектора, дырок, электронов.

l: $l_{BB,\ B}$ – длина, расстояние: длина канала активной части базы СМ, ширина канала активной части базы СМ.

N – обозначение электронной проводимости широкозонного полупроводника.

N: $N_{\text{B, C, E (c, e), (a, d)}}$; $N_{\text{эпит}}$ – целое число, концентрация атомов: легирующей примеси в области базы, коллектоа, эмиттера, где индексы “c” и “e” указывают значения $N_{\text{B, C, E}}$ при коллекторном или эмиттерным p-n переходах БТ, соответственно, а индексы “a” и “d” указывают концентрации акцепторных и донорных атомов легирующей примеси в соответствующей области БТ; в эпитаксиальном слое.

n: $n^{-,+,++}$ – обозначение электронной проводимости полупроводника среднего уровня легирования – $N_{\text{d}} = 10^{16}$–10^{18} см $^{-3}$: низкого уровня легирования – $N_{\text{d}} = 10^{14}$–10^{16} см $^{-3}$, высокого уровня легирования – $N_{\text{d}} = 10^{18}$–10^{19} см $^{-3}$, очень высокого уровня легирования – $N_{\text{d}} = 10^{19}$–10^{21} см $^{-3}$.

n: $n_{\text{o, n, p}}$ – концентрация свободных ОНЗ или ННЗ – электронов, индексы “n” и “p” указывают тип проводимости полупроводниковой области ПП для основных и неосновных НЗ, индекс “o” для равновесных ОНЗ.

$\boldsymbol{n}$: $\boldsymbol{n}_{\text{ср}}$ – показатель преломления: среды – воздуха.

P – обозначение дырочной проводимости широкозонного полупроводника.

P: P_{max} – электрическая мощность: максимальная.

p: $p^{-,+,++}$ – обозначение дырочной проводимости полупроводника среднего уровня легирования – $N_{\text{a}} = 10^{16}$–10^{18} см $^{-3}$: низкого уровня легирования – $N_{\text{a}} = 10^{14}$–10^{16} см $^{-3}$, высокого уровня легирования – $N_{\text{a}} = 10^{18}$–10^{19} см $^{-3}$, очень высокого уровня легирования – $N_{\text{a}} = 10^{19}$–10^{21} см $^{-3}$.

p:, $p_{\text{o, n, p}}$ – концентрация свободных ОНЗ или ННЗ – дырок, индекс “o” для равновесных ОНЗ, а индексы “n” и “p” указывают тип проводимости полупроводниковой области ПП для основных и неосновных НЗ.

Q: $Q_{\text{B, C, E}}$; $Q_{\text{o, a, s}}$ – количество заряда: ННЗ в области базы, коллектора, эмиттера; значение Q для равновесных, неравновесных в активном режиме работы, избыточных неравновесных в режиме насыщения БТ.

q – элементарный заряд.

$\mathscr{P}$ – давление.

R: $R_{\text{o, 1, 2,...}}$; $R_{\text{B (Б), C (К), E (Э), EB (ЭБ), BB (ББ), BB s, BE (БЭ), CE (КЭ), DS (СИ), н, г, вх, вых, i}}$ – активное сопротивление резистора: с соответствующим номером 0, 1, … в цепи; базы, коллектора, эмиттера, эмиттер-база, между электродами $Б_{1, 2}$ базы СМ, тоже в режиме смыкания, между выводами Б-Э БТ, между выводами К-Э БТ, между выводами сток-исток ПТ, нагрузки, выходное генератора, входное, выходное, внутреннее источника питания или сигнала.

r: $r_{\text{BB, BB s, B, C, E, s}}$; $r_{\text{b′b, c′c, e′e, o}}$ – дифференциальное активное сопротивление: базовой области СМ, тоже в режиме смыкания, базовой, коллекторной, эмиттерной областей БТ, сопротивление потерь; значение R областей БТ – базовой, коллекторной, эмиттерной, где индекс “o” при отсутствии токов и напряжений в БТ.

S – исток ПТ.

S: $S_{\text{pn, C, E}}$ – площадь: p-n перехода БТ (СМ), коллекторного, эмиттерного.

Si – кремний.

T: T_{max} – абсолютная температура: максимальная.

T: $T_{\text{вых,}}$ – период: выходных электрических колебаний.

t: $t_{0,1\text{-}0,9}$; $t_{\text{d, r, f, s, рас, прл, (B, C, E), (b, e)}}$ – время (моментное, длительности): длительность участка времени фронта-спада ПХ между уровнями $0{,}1 \cdot U_{\text{o вых}}$–$0{,}9 \cdot U_{\text{o вых}}$ установившегося амплитудного значения $U_{\text{o вых}}$; задержки, нарастания, спада, рассасывания избыточных неравновесных ННЗ в режиме насыщения БТ, рассасывания, пролета, где индексы “B”, “C”, “E” указывают электрод или область БТ, а индексы “(b)” и “(e)” – схему включения БТ с ОБ или с ОЭ (ОК).

$U_{\text{, o}}$: $U_{\text{CB, EB, CE, GS (ЗИ), DS (СИ), max, BB s, pn s, ст, s, s (i), ЗА, пор, pn max, вх, вых, г, o “1”, o “0”}}$ – постоянное напряжение, амплитуда переменного напряжения: между выводами коллектор-база, эмиттер-база, коллектор-эмиттер, затвор-исток, сток-исток,

максимально допустимое значение, напряжение смыкания p-n переходов СМ, напряжение смыкания ООЗ p-n переходов, стабилизации стабилитрона, напряжение отсечки канала ПТ, напряжение индукции канала ПТ, затвор-анод (УЛД), пороговое значение, пробоя p-n перехода, входа, выхода, гетеродина, амплитуда сигнала с ЛУ- “1”, амплитуда сигнала с ЛУ- “0”.

u: $u_{\text{СВ, СЕ, ЕВ, вх, вых, г}}$ – мгновенное значение напряжения с соответствующими обазначениями индексов напряжения U.

V – обьем.

v: $v_{\text{s, эпит, дрф (p, n), диф (p, n)}}$ – мгновенная дрейфовая скорость движения носителей заряда в полупроводнике: предельное значение – дрейфовая скорость насыщения, в эпитаксиальном слое, дрейфовое дырок или электронов, диффузионное дырок или электронов.

$\overline{v}$ – среднее значение v с соответствующими значениями индексов.

W: $W_{\text{B, C, E}}$ – металлургическая толщина: области БТ (СМ) – базовой активной части, коллекторной, эмиттерной.

W^* – толщина квазинейтральной части соответствующей области БТ (СМ) с соответствующими значениями индексов.

x – координата-расстояние в направлении оси x.

y – координата-расстояние в направлении оси y.

z – координата-расстояние в направлении оси z.

Z_o – волновое сопротивление линии передачи или СВЧ- тракта.

Δ – разность (изменение).

ΔE: $\Delta E_{\text{g, c, v, E, B, C, e, b, c, п}}$ – энергетический барьер: ширина запрещенной энергетической зоны, в зоне проводимости, в валентной зоне, значение ΔE_g в эмиттерной, базовой и коллекторной областях БТ, где индексы “e”, “b”, “c” и “п” указывают значения $\Delta E_{\text{g E, B, C}}$ при областей эмиттера, базы, коллектора и подложки БТ.

$\Delta\overline{E}$ – среднее значение ΔE с соответствуюшими значниями индексов.

ΔV – элементарный обьем.

$\mathcal{E}$ – э. д. с., напряжение источника напряжения питания.

ε: $\varepsilon_{\text{B, C, E eb, cb, эпит}}$ – диэлектрическая проницаемость: области БТ (СМ) – базы, коллектора, эмиттера, ООЗ p-n перехода БТ (СМ) – в эмиттере, в коллекторе, эпитаксиального слоя.

ε_o – электрическая постоянная (диэлектрическая проницаемость вакуума).

λ: $\lambda_{\text{ПЛ}}$ – длина волны электромагнитных колебаний: излучения ПЛ.

$\overline{\lambda}$ – среднее значение λ.

μ: $\mu_{\text{B, C, E, n, p}}$ – подвижность носителей заряда: ННЗ в области БТ (СМ) – базовой, коллекторной, эмиттерной, электронов, дырок.

μ_o – магнитная постоянная (магнитная проницаемость вакуума).

$\boldsymbol{\mu}$ – абсолютная магнитная проницаемость материала.

ρ: $\rho_{\text{B, C, E}}$ – удельное электрическое сопротивление: области БТ (СМ) – базовой, коллекторной, эмиттерной.

σ: $\sigma_{\text{B, C, E}}$ – удельная электрическая проводимость: области БТ (СМ) – базовой, коллекторной, эмиттерной.

τ : $\tau_{\text{ef (эфф), B, C, E, s, (n, p), d (B, C, E), (c, e)}}$ – постоянная времени нестационарного процесса: эффективной жизни ННЗ в области БТ (СМ) – базовой, коллекторной, эмиттерной; накопления $Q_{\text{s BC}}$, эффективной жизни электронов, дырок; задержки сигнала, где индексы “B”, “C” и “E” указывают область БТ (СМ), а индексы “c” и “e” указывают ООЗ p-n перехода – коллекторного, эмиттерного.

$\varphi_{\text{h21 b}}$ – фазовый угол коэффициента $\boldsymbol{h}_{\text{21 b}}$.

φ_T – температурный потенциал.

ω: $\omega_{\text{с, н, г, х, вх, вых}}$ – циклическая частота: сигнала, накачки, гетеродина, холостая, входное, выходное.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ …… 3

Глава 1. ФИЗИКА РАБОТЫ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ (РЕЖИМ БОЛЬШОГО СИГНАЛА), ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ, ПАРАМЕТРЫ И МЕТОДЫ ИХ ИЗМЕРЕНИЙ …… 5

1.1. Режим включения импульсным сигналом БТ из области отсечки в область насыщения (переходной процесс включения БТ) …… 5

1.2. Режим выключения БТ импульсным сигналом из области насыщения в область отсечки (переходной процесс выключения БТ) …… 18

1.3. Основные параметры БТ, необходимые для описания его импульсно-частотных и формирующих свойств, с целью получения МИС …… 23

1.4. Методы и устройства для измерения основных импульсных параметров БТ …… 27

Выводы …… 34

Глава 2. УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СТРУКТУРЫ БТ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ЕГО ИЧС, ФС И ГС, А ТАКЖЕ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В СХЕМЕ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ТОКА …… 35

2.1. Модификация структуры БТ, изготовленного в однотипном (гомоструктурном) полупроводнике …… 35

2.2. Модификация структуры БТ, изготовленного в разнотипном полупроводнике (варизонные полупроводники с гетеропереходами) …… 43

Выводы …… 52

2.3. Модификация структуры БТ для применения в схеме переключения тока …… 51

Выводы …… 55

Глава 3. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ, ДИНАМИЧЕСКИЕ И ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА НОВОЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЙ СТРУКТУРЫ ТЕТРОДНОГО ТИПА (СМЫКИСТОРА) В РЕЖИМЕ СМЫКАНИЯ p-n ПЕРЕХОДОВ …… 57

3.1. Статические характеристики и основные статические параметры СМ …… 57

3.2. ВАХ, передаточная характеристика и динамические свойства СМ …… 60

3.3. Параметрические характеристики и свойства СМ …… 66

3.4. Анализ основных характеристик ПУ на СМ …… 71

Выводы …… 75

Глава 4. НОВЫЕ ПРЕДЛОЖЕНИЯ И РАЗРАБОТКИ В ОБЛАСТЯХ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ И АВТОМАТИКИ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ СМ …… 77

4.1. Логические схемы на основе применения СМ …… 77

4.2. Арифметические устройства на основе применения СМ …… 80

4.3. Аналого-цифровые преобразователи на основе применения СМ …… 84

4.4. Цифро-аналоговые преобразователи на основе применения СМ …… 89

4.5. Преобразователи цифровых кодов на основе применения СМ …… 96

4.6. Триггеры и элементы памяти на основе применения СМ …… 99

4.7. Устройство выборки-хранения на основе применения СМ …… 104

4.8. Мультиплексор и демультиплексор на основе применения СМ …… 107

4.9. Компараторы цифровых чисел параллельного действия на основе применения СМ …… 114

4.10. Транзисторные эквиваленты СМ …… 118

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

Выводы 121

Глава 5. НОВЫЕ ПРЕДЛОЖЕНИЯ И РАЗРАБОТКИ В ОБЛАСТЯХ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ИМПУЛЬСНОЙ ТЕХНИКИ, СВЧ- ЭЛЕКТРОНИКИ, ВКЛЮЧАЯ ОПТОЭЛЕКТРОНИКУ И МАГНИТОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ……..……. 122

5.1. Полупроводниковые формирователи ступенчатого напряжения на основе применения эффекта смыкания p-n переходов …….…….... 122

5.2. Формирователи и генераторы видеоимпульсов на СМ и на полупроводниковых структурах, в которых используется эффект смыкания ООЗ рядом расположенных p-n переходов ……..…..…..….. 126

5.3. Многофункциональный ПП и варианты схем его применения 130

5.4. Применение МФПП в схемах генераторных устройств ……..… 140

5.5. Модифицированные МФПП и некоторые варианты схем их применения …..... 143

5.6. Ключевой ПП большой мощности на основе стационарного смыкания ООЗ рядом расдоложенных p-n переходов ……..…. 146

5.7. Ключевой полупроводниковый инвертор (триггер, элемент памяти) ……..... 147

5.8. Оптоэлектронный ПП и устройство на его основе для генерации синхронных электрических и оптических импульсных сигналов ……..……. 151

5.9. Оптоэлектронный лавинно-ключевой диод …….....……. 155

5.10. Полупроводниковый лазер с независимой инжекцией ЭДП ……...…….. 157

5.11. Оптоэлектронный функциональный генератор ...…… 163

5.12. Оптоэлектронный способ повышения быстродействия включения транзисторного ключа на оптоэлектронном БТ ……..……... 168

5.13. ПЛ с перестраиваемой длиной λ волны генерируемого оптического сигнала 173

5.14. Полупроводниковый оптоэлектронный генератор ……...… 177

5.15. Полупроводниковый прибор с накоплением заряда ……..…… 178

5.16. Планарный ДНЗ ……....…… 181

5.17. ЛПД с ограничением тока областью объемного заряда …….....……. 184

5.18. Диодно-диодный ПП …….....……..…….. 188

5.19. Диодно-транзисторный ПП ……..……..….. 191

5.20. Транзисторно-смыкисторный ПП …….……..….. 198

5.21. Некоторые варианты транзисторных схем управления СМ 209

5.22. Усилительный ПП на основе эффекта модуляции проводимости. Тетродный и пентодный транзисторы 214

5.23. Магнитоуправляемый коммутатор на СМ 222

5.24. Гальваномагнитный полупроводниковый прибор 224

5.25. Гальваномагнитный полупроводниковый лазер 231

5.26. Полупроводниковый прибор с ВАХ S- типа 233

5.27. Полупроводниковый оптоэлектронный коммутатор (“ключ”) 238

5.28. Модифицированные структуры СПТ ……..…… 242

5.29. Логический элемент “ИИ” на основе применения транзисторов .....….... 246

5.30. Выбираемой логической функции ЛЭ- “И ” (“И-НЕ”) и “ИЛИ” (“ИЛИ-НЕ”) на основе транзисторов …….....…… 251

5.31. ЛЭ- “И ” и “И-НЕ” на основе эффекта смыкания p-n переходов ……..… 254

5.32. ЛЭ- “ИЛИ ” и “ИЛИ-НЕ” на основе эффекта смыкания p-n переходов ….. 258

5.33. ЛЭ- “ИИ ” и “ИИ-НЕ” на основе эффекта смыкания p-n переходов 261

5.34. Выбираемой ЛФ “ИИ” (“ИИ-НЕ”) и “ИЛИ” (“ИЛИ-НЕ”) ЛЭ с электронным управлением установки ЛФ на основе эффекта смыкания p-n переходов ……. 266

5.35. Триггеры и элементы памяти на основе эффекта смыкания
p-n переходов ……..…… 269
5.36. Ферримагнитный преобразователь видеоимпульсов
в СВЧ- радиоимпульсы ……..……..……..…… 272

Выводы 276

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ВЫВОДЫ ……..……... 277

ЛИТЕРАТУРА ……..……...…… 281

КОНФЕРЕНЦИИ ……...……..……. 292

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ …..……. 293

С О Д Е Р Ж А Н И Е …… 300

Об авторе монографии ……..... 303

 © Павасарис Чесловас, © Вильнюсский университет

Павасарис Чесловас

Автор монографии родился в 1950 году 18 марта в Литовском городе Каунас, где в детском доме No 2 прожил до 1957 года и, начиная с 01 сентября этого же года, начал свое учебно-трудовое путешествие в городе моряков в Клайпеде, в учебной школе-интернате (Профессиональном техническом училище - ПТУ) по специальности слесаря. Здесь в третьем классе Чесловас сделал свой первый полупроводниковый прибор – диод на основе сплава свинца с припойного сплава паяльников и сконструировал свой первый детекторный радиоприемник, антенной которого служил длинный провод, поднятый при помощи воздушного змея. В 1962 г. учеба в Клайпеде била прекращена решением властей министерства просвещения Литвы и Чесловас попал в восьмилетнюю школу-интернат в городок Жагаре, где в 1965 году кончил восемь класс. В том же году по инициативе глубокоуважаемого директора школы Чесловас попал в столицу Литвы город Вильнюс, в среднюю школу-интернат имени ВЛКСМ 50-летия, где учился в классе М с усиленным физико-математическим курсом, и в 1969 году окончил учебное заведение. Одновременно Чесловас окончил подготовительную заочную школу физико-математического курса при МФТИ и получил право для поступления в первый курс без вступительных экзаменов. Однако Чесловас в 1969 году подал заявку на разрешение сдать вступительные экзамены в Физический факультет в ВГУ и, после сдачи экзаменов, быль принят в первый курс в кафедру теоретической физики. Во время учебы Чесловас выбрал курс радиофизики и в 1974 году окончил ВГУ, получая при этом диплом высшего образования по специальности Физик-радиофизик. По результатам учебы Чесловас получил приглашение работать в Физическом факультете ВГУ в должности старшего лаборанта кафедры Астрономии и квантовой электроники. Начиная с 1976 года, Чесловас работал в Научно-исследовательском секторе ВГУ, и с 1977 года – старшим научным сотрудником в кафедре Радиофизики физфака ВГУ. Свои научно-технические исследования в области радиофизики и электроники Чесловас обобщил в кандидатской диссертации, и в 1984 году на научном совете института Электроники в городе Минск защитил ученое звание кандидата физико-математических наук. В последующие годы Чесловас в должности доцента и далее работал в кафедре Радиофизики заведующим учебной лаборатории “Электроника”, читал лекции студентам по полупроводниковым приборам и прикладной электронике на их основе, а также курс “Сигналы и линейные цепи”, а также руководил курсовым и дипломным работам студентов физфака ВГУ.